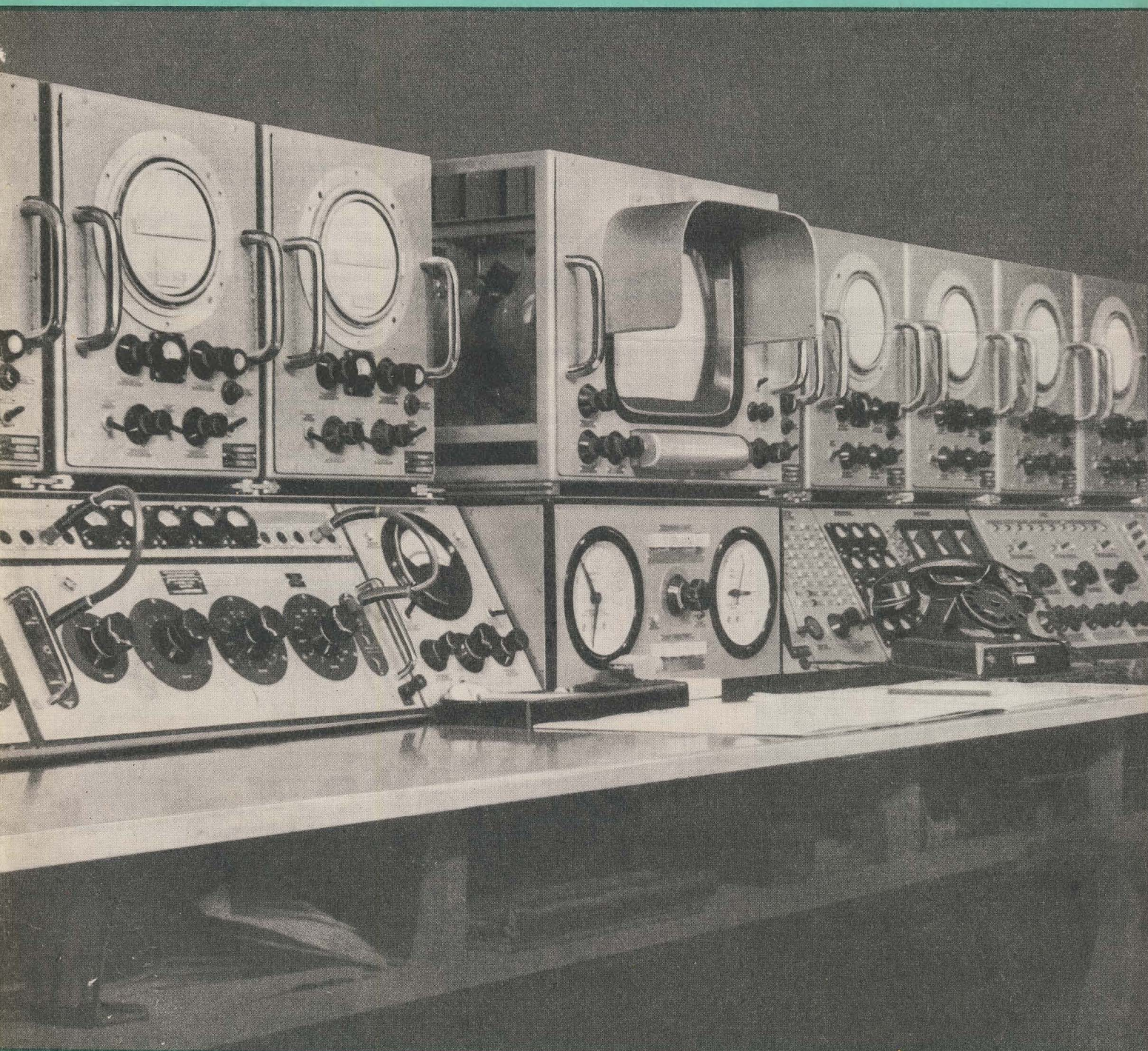
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Kompatible stereo-ambiofone Schallübertragung auf zwei Kanälen
- Akustische Rückkopplung bei AM-Empfängern
- Dimensionierungshinweise für stereotüchtige ZF-Verstärker
- Bauanleitung: NF-Verstärker mit induktivem Eingang

11 | JUNI 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 322

Prof. Dr.-Ing. L. Keibs
Uber Entwicklungstendenzen der modernen Elektroakustik 323

Prof. Dr.-Ing. L. Keibs
Kompatible stereo-ambiofone Schallübertragung auf zwei Kanälen 327

Dipl.-Phys. Herbert Liebermann
Akustische Rückkopplung bei AM-Empfängern 331

H. Florin
Dimensionierungshinweise für stereotüchtige ZF-Verstärker 332

K. Sturm
Röhreninformationen 22
Doppeltrioden 335

Labor- und Berechnungsunterlagen
Gleichspannungsstabilisation mit Zenerdioden (2) 337

A. Tewes
Neue Halbleiterbauelemente 339

Digitaler Transistor-Tester, Teil 2 und Schluß 341

Elektronik in der Kraftfahrzeugelektrik 343

Dipl.-Ing. H. Lange
Monatsberichte über Kurzwellenausbreitung und Vorschau 344

Dieter Borkmann
Bauanleitung:
NF-Verstärker mit induktivem Eingang 347

Aus der Reparaturpraxis 349

Ing. Klaus Liebmann
Eloxierte Isolierzwischenlagen für Leistungstransistoren 351

Referate 352

OBSAH

Oznámení a zprávy 322

Prof. Dr.-Ing. L. Keibs
Směry vývoje moderní elektroakustiky 323

Prof. Dr.-Ing. L. Keibs
Slučitelný způsob stereofonního přenosu pomocí dvou kanálů 327

Dipl.-Phys. Herbert Liebermann
Akustická zpětná vazba u přijímačů pro am-rozhlas 331

H. Florin
Dimenzování mezifrekvenčních zesilovačů způsobilých pro příjem stereofonního rozhlasu 332

K. Sturm
Informace o elektronkách 22
Dvojité triody 335

Laboratorní a výpočtové podklady
Stabilizace stejnosměrných napětí pomocí Zenerových diod (2) 337

A. Tewes
Nové polovodičové stavební prvky 339

Zkoušeč tranzistorů s číslicovou indikací, díl druhý a závěr 341

Elektronika a elektrická výzbroj vozidel 343

Dipl.-Ing. H. Lange
Měsíční zprávy o šíření krátkých vln 344

Dieter Borkmann
Stavební návod: nízkofrekvenční zesilovač s transformátorovým vstupem 347

Z opravářské praxe 349

Ing. Klaus Liebmann
Eloxované izolační podložky pro výkonové tranzistory 351

Referáty 352

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 322

Проф. д-р-инж. Л. Кайбс
О тенденциях в развитии современной электроакустики 323

Проф. д-р-инж. Л. Кайбс
Возможности стереоамбиофонической передачи звука по двум каналам 327

Диплом-физ. Герберт Либерман
Акустическая обратная связь в приемниках АМ сигналов 331

Г. Флорин
Рекомендации по выполнению ПЧ усилителей в стереоприемниках 332

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (22)
Двойные триоды 335

Лабораторные и расчетные материалы
Стабилизация постоянного напряжения кремниевыми стабилитронами (2) 337

А. Тевес
Новые полупроводниковые приборы 339

Цифровой испытатель транзисторов, ч. 2-я и окончание 341

Электроника в электрическом оборудовании автомобилей 343

Диплом-инж. Г. Ланге
Месячные отчёты и прогнозы распространения КВ 344

Дитер Боркман
Самодельный НЧ усилитель с трансформаторным входом 347

Из работы ремонтных мастерских 349

Инж. Клаус Либман
Анодированные прокладки для высокомощных транзисторов 351

Рефераты 352

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 322

Prof. Dr.-Ing. L. Keibs
Development Tendencies of Modern Electroacoustics 323

Prof. Dr.-Ing. L. Keibs
Compatible Stereo-Ambiophonic Transmission of Sound on Two Channels 327

Dipl.-Phys. Herbert Liebermann
Acoustic Feedback of the A.M. Receiver 331

H. Florin
Dimensioning I.F. Amplifiers for Stereo Reception 332

K. Sturm
Tube Informations 22 Double Triodes 335

Laboratory and Calculation Data D.C. Voltage Stabilization Using Zener Diodes (Part 2) 337

A. Tewes
New Semiconductor Components 339

Digital Transistor Testing Instrument (Part 2 and Conclusion) 341

Electronics in Motor Car Electrics 343

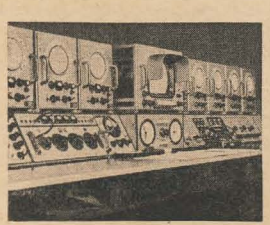
Dipl.-Ing. H. Lange
Monthly Reports and Preview on Short-Wave Propagation 344

Dieter Borkmann
Instruction for Home Construction: L.F. Amplifier with Inductive Input 347

Repair Practice 349

Ing. Klaus Liebmann
Electrolytic Oxidation Treatment of Insulating Layers for Power Transistors 351

Abstracts 352



Titelbild:

Hauptbedienungspult der Ionosphärenstation Juliusruh, wo die Messungen für die Monatsberichte über die Kurzwellenausbreitung durchgeführt werden (s. a. Seite 344)

Die KW-Ausbreitung im April 1965 und Vorschau für Juli 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im April 1965

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

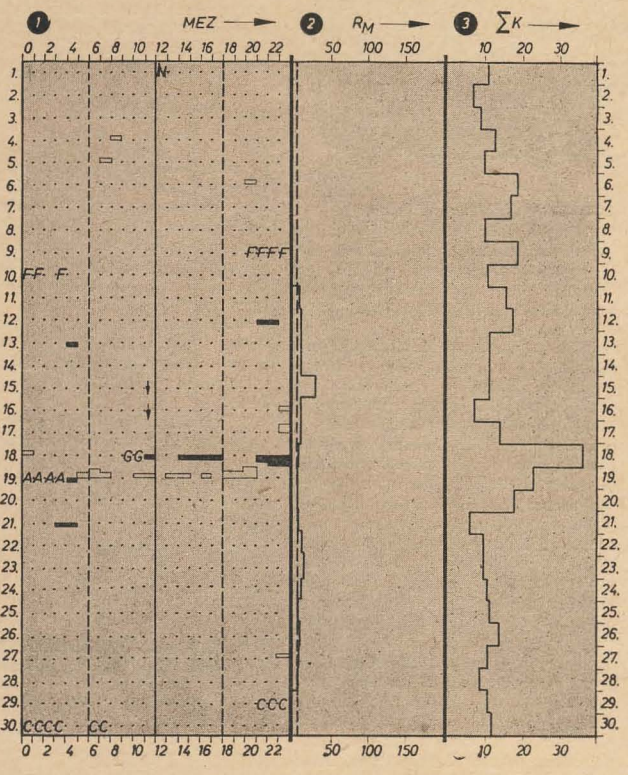
$\Delta f/f$

□ · + 41% und darüber
□ · + 31 ··· + 40%
▫ · + 21 ··· + 30%
– · + 20 ··· – 20%
▬ · – 21 ··· – 30%
■ · – 31 ··· – 40%
▮ · – 41% und weniger
† · Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

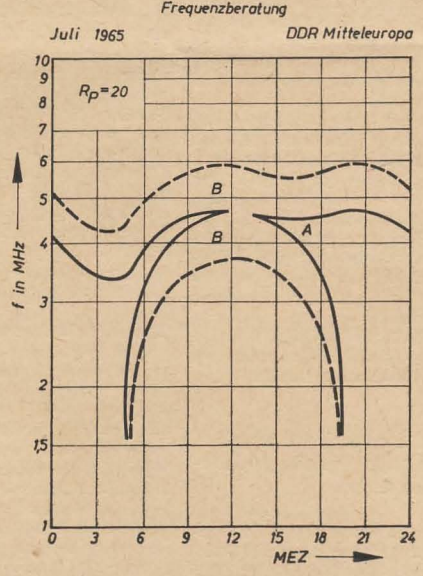
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



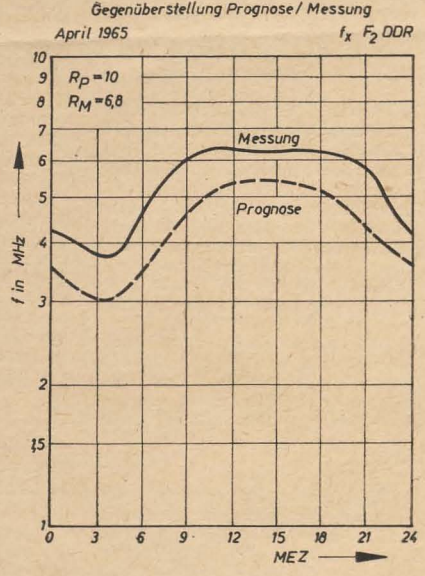
Vorschau für Juli 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0 ··· 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose / Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Der Stereodecoder St D 4 ●

Der Stimmgabeloszillator – ein einfaches Frequenznormal für den NF-Praktiker ●

Neuheiten bei den Graetz-Portables ●

Ein neues elektronisches Musikinstrument ●

Ein einfacher transistorisierter Emissionsstromstabilisator ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Zwischen der Generaldirektion des Rundfunks und Fernsehens der Syrischen Arabischen Republik** und dem Deutschen Fernsehfunk wurde ein Protokoll über die Zusammenarbeit unterzeichnet.

▼ **Ein sogenanntes Elektroschlafgerät** wird seit kurzem auch in der Volksrepublik Bulgarien produziert. Die Entwicklung und Fertigung dieses Gerätes, das der Schlafbehandlung des überanstrengten Nervensystems dienen soll, liegt in den Händen des Sofioter Vereinigten Industriebetriebes für medizinische Geräte. Zum Erreichen des heilenden Schlafes werden über Zuleitungskabel und Elektroden Augenhöhlen und Ohrengegend des Patienten mit dem Schlafapparat verbunden, der einen schwachen niederfrequenten Strom durch das Gehirn fließen läßt.

▼ **Als Bindeglied zwischen Anwendern und Herstellern** soll eine Ingenieurgruppe dienen, die die britische Vereinigung der Hersteller von wissenschaftlichen Instrumenten SIMA (Scientific Instruments Manufactures' Association) gebildet hat. Sie soll einen sich abzeichnenden Bedarf für neue Instrumente so frühzeitig erkennen, daß britische Firmen rechtzeitig fertig entwickelte Geräte verfügbar haben. Zugleich kann die Gruppe auch Kunden bei der zweckmäßigen Anwendung aller Instrumente beraten.

▼ **Eisenlose Endstufen mit Komplementärtransistoren** werden auf dem Gebiet der NF-Verstärker immer interessanter. Siemens liefert zwei neue Paare für Endstufen mit höherer Ausgangsleistung: das Paar AC 176 (npn) und AC 153 (pnp) für eine Ausgangsleistung bis 2,5 W und das Paar AD 161 (npn) und AD 162 (pnp) für eine Ausgangsleistung von 5 bis 10 W [siehe auch unseren Bericht im Heft 13 (1965)].

▼ **Noch in etwa 160 000 km Entfernung von der Erde** hat das amerikanische Marsraumschiff Mariner 4 Strahlungen des Van-Allen-Gürtels entdeckt. Damit übersteigt die Tiefe dieser gefährlichen Strahlung die bisherigen Annahmen.

▼ **Zwei bisher bei Metallen nicht bekannte Erscheinungen** entdeckten nach einem TASS-Bericht Kiewer Wissenschaftler. Eine dünne, aus einer Vielzahl diskreter „Inseln" bestehende Goldfolie, die auf einem isolierenden Träger aufgetragen war, sendete bei den Versuchen der Wissenschaftler nach dem Anlegen einer elektrischen Spannung Elektronen aus und begann zu lumineszieren. Diese Erscheinung der Lumineszenz und der Elektronen-Emission war bisher nur von erwärmten Metallen bekannt.

▼ **Eine Fernsehkamera für den „Hausgebrauch"** haben ungarische Ingenieure durch die Weiterentwicklung der einfachsten, im Lande produzierten industriellen Fernsehaufnahmegeräte geschaffen. Diese Kamera vom Typ „Hol" soll es beispielsweise der Hausfrau ermöglichen, ihre im Garten spielenden Kinder auf dem Bildschirm des Fernsehgerätes in der Wohnung zu beobachten.

Die „Hol"-Kamera, deren neueste Exemplare volltransistorisiert sind, läßt sich zu diesem Zweck an jedes Fernsehempfangsgerät anschließen. Das ohne Objektiv nur sechs Kilogramm schwere Aufnahmegerät ist auch für Unterrichtszwecke und Laborarbeiten geeignet.

Dünnschichtspeicher

Für die Speicherorganisation in schnellarbeitenden Rechnern sind Speicher mit sehr kurzer Zykluszeit als sogenannte Notizblockspeicher von Interesse. Siemens entwickelte eine Speichermodulplatte mit dünnen magnetischen Schichten, die eine Kapazität von 128 Worten je 52 bit hat.
Ein Zusammensetzen derartiger Platten ermöglicht den Aufbau von Speichern mit größerer Kapazität, beispielsweise für 1024 Worte zu je 52 bit.
Die Zykluszeit der für lineare Wortauswahl mit zerstörendem Lesen geeigneten Speicher liegt bei 100 ns, die Signalamplituden zwischen 2 und 10 mV je Anstiegszeit des Wortfeldes. Die erforderlichen Ansteuerströme liegen bei etwa 500 mA. Der Speicherfleck hat die Abmessungen 0,4 × 0,8 mm² bei einer Dicke von 600 Å.

Analyse von Schaltnetzwerken mit dem Digitalrechner ZRA 1

Im Rechenzentrum des VEB Atomkraftwerk, Betriebsteil Berlin, wurde von Dipl.-Math. E. Griepentrog ein Programm für ZRA 1 hergestellt, das logische Funktionen, wie sie zum Beispiel bei der Beschreibung von Schaltnetzwerken auftreten, automatisch in möglichst weit gekürzte disjunktive Normalformen (in den Elementarkonjunktionen kommen keine Variablen mehrfach vor; Konjunktionen, die eine Variable und ihre Negation enthalten, ferner Konjunktionen, die von anderen umfaßt werden, sind beseitigt) überführt. In den Funktionen können logische Variable selbst wieder durch logische Funktionen erklärt sein. Das Ergebnis wird in der Rechenanlage immer so bereitgestellt, daß bei Bedarf durch Eingabe weiterer Substitute sukzessiv auch sehr umfangreiche Systeme in relativ kurzer Zeit gerechnet werden können. Das Endergebnis kann bis zu 1800 Symbole (Variable, Operationszeichen „UND", „ODER") umfassen. Nähere Auskünfte werden vom VEB Atomkraftwerk gern erteilt.

Interessante akustische Messungen in Europas größtem reflexionsarmen Raum

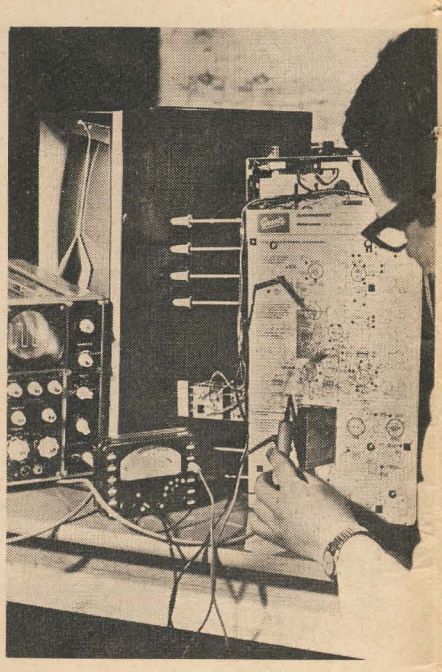
Das Institut für Elektro- und Bauakustik der Technischen Universität Dresden, das unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Walter Reichardt steht, verfügt über einen reflexionsarmen Raum, der als der größte Europas gilt und für die vielfältigsten akustischen Untersuchungen und Messungen verwendet wird.
Er ist 21 m lang, 9 m breit und 5 m hoch. Alle ihn begrenzenden Flächen sind, um akustische Reflexionen fast gänzlich auszuschließen, mit keilförmigen Säcken verkleidet. Diese Säcke, die an Zuckertüten erinnern, sind mit Glaswolle vollgestopft. Sie ragen von allen begrenzenden Flächen in den Raum hinein, so daß er mit einer Tropfsteinhöhle verglichen werden kann. Insgesamt sind 18 000 solcher Säcke angebracht; die etwa 43 Tonnen Glaswolle enthalten. Mitten durch den Raum ist ein Stahlnetz gespannt. Es dient als eine Art freischwebende Plattform, von der aus die Messungen vorgenommen werden. Der akustische Eindruck beim Aufenthalt in diesem Raum gleicht etwa dem einer tiefverschneiten Waldschneise.
In dem Raum sind in den vergangenen Jahren eine Vielzahl wissenschaftlicher Untersuchungen der Luftschallakustik vorgenommen worden. Dazu gehörten Messungen an Luftschallwandlern, worunter Mikrofone, Lautsprecher, Wechselsprechanlagen, Telefone und ähnliches verstanden werden. Außerdem wurden Messungen der Richtcharakteristik, des Frequenzganges sowie Verzerrungen von Mikrofonen, Lautsprechern sowie von Rundfunk- und Fernsehgeräten durchgeführt.
Ein weiterer Komplex waren gehörphysiologische Fragen. Dazu zählen Untersuchungen, die darauf abzielten, herauszufinden, aus welchen Richtungen das menschliche Gehör Schall besonders gut oder besonders schlecht aufnimmt. Ein großer Kreis von Menschen verschiedener Berufe und verschiedenen Alters wurden in dem reflexionsarmen Raum hinsichtlich ihres Hörvermögens untersucht. Dabei kam es darauf an, eine mittlere Hörschwelle festzustellen, worunter die kleinstmögliche Lautstärke verstanden wird, die zu einer Schallwahrnehmung erforderlich ist.
Zur Zeit ist im reflexionsarmen Raum ein sogenanntes synthetisches Schallfeld aufgebaut. Es dient der Nachbildung akustischer Verhältnisse, wie sie in einem Konzertsaal gegeben sind. Das synthetische Schallfeld gibt die Möglichkeit, Untersuchungen darüber anzustellen, wie ein Konzertraum am zweckmäßigsten projektiert werden muß, wenn den in ihm sitzenden Konzertbesuchern ein größtmöglicher Konzertgenuß vermittelt werden soll.

Neue Perspektiven durch integrierte Schaltungen

Auf einer Presseveranstaltung in Hannover stellte ein Vorstandsmitglied der Standard Elektrik Lorenz AG (SEL) fest, daß sich die Weitverkehrsleistung jährlich um 15% und die Datenverarbeitung im gleichen Zeitraum sogar um 25% erhöht, die Zeit für Neuentwicklungen also immer knapper wird. Schon beginnt man, den Transistor durch die integrierte Schaltung abzulösen, bei der komplette Schaltkreise zusammengefaßt sind. Diese neueste Entwicklung wird beträchtliche Einflüsse auf die Unternehmenskonzeption haben. Beispielsweise verwandeln sich die Fabriken für elektronische Geräte immer mehr in reine Montagewerkstätten, weil die Mehrzahl der Baugruppen vom Bauelementeproduzenten fertig angeliefert werden, und zwar in Form von Funktionsblöcken kleinsten Ausmaßes. Damit ist aber sofort eine gewisse Konkurrenzgefahr zwischen dem konventionellen Gerätehersteller und dem Baugruppenlieferanten gegeben; für letzteren ergibt sich die Verführung, dank seiner subtilen Kenntnisse sogleich das fertige Gerät zu bauen. Es hat den Anschein, daß zukünftig etwa einhundert genormte integrierte Schaltkreise etwa 75% sämtlicher in der Elektronik nötigen Funktionen ausführen können, somit wäre nur der kleinere Rest jeweils neu zu entwickeln.

Fernsehdiagnose Erde–Mond–Erde

Auf der Suche nach günstigen Varianten bei der Übermittlung medizinischer Daten vom Mond zur Erde für den Fall, daß auf dem Erdtrabanten gelandete Astronauten erkranken sollten und der ärztlichen Hilfe bedürften, haben amerikanische Wissenschaftler und Techniker jetzt zu einem Hilfsexperiment gegriffen.
Von San Francisco aus schickten sie medizinische Angaben auf telemetrischem Wege zum Mond. Die vom Erdtrabanten zurückgeworfenen Informationen wurden vom Lincoln-Laboratorium am Massachusettsinstitut für Technologie empfangen, entschlüsselt und über Telefonkabel weitergeleitet.
Die medizinische Kommunikation Erde–Mond–Erde ermöglichte es den Teilnehmern einer Tagung der amerikanischen Gesellschaft für Anästhesie in Bal Harbour (Florida) über grafische Darstellungen die Pulsfrequenz, die Atmung und die Körpertemperatur der Versuchsperson zu analysieren und eine entsprechende Diagnose zu stellen. Selbst EKG-Aufzeichnungen und Röntgenbilder wurden gezeigt, die auf telemetrischem Wege immerhin die Entfernung von zweimal 384 400 Kilometern zurückgelegt hatten.



Die von der Firma Graetz neu herausgebrachte Meßschablone für Fernsehgeräte ist ein wesentliches Hilfsmittel für den Service. Die Schablone ist im Dreifarbendruck ausgeführt und enthält die wichtigsten Meßpunkte in ihrer Schaltbildzugehörigkeit. Oszillogrammpunkte sind grün, Gleichspannungsmeßpunkte rot ausgeführt.
Graetz-Werkfoto

Neue Fernsehtürme

Kirowgrad

In Kirowgrad wurde ein 191 m hoher ganzgeschweißter Fernsehturm errichtet. Ein ebensolcher Turm wird in Tscherkassy montiert. Beide gehören zur Richtfunkstrecke Kiew–Dnepropetrowsk und sind für den Empfang von zwei Programmen berechnet.

Bagdad

Mit dem Bau eines 360 m hohen Rundfunk- und Fernsehturms soll noch in diesem Jahr in Bagdad begonnen werden. Neun Stockwerke soll der Turm erhalten, in denen neben den technischen Anlagen für Rundfunk und Fernsehen auch gastronomische Einrichtungen untergebracht werden sollen.

London

Im Zentrum von London wurde ein 187 m hoher Fernsehturm erbaut. 22 Stockwerke (!) stehen für die Aufnahme von fernmeldetechnischen Anlagen, Sendern usw. zur Verfügung.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. JUNIHEFT 11 1965

Über Entwicklungstendenzen der modernen Elektroakustik[1)]

Prof. Dr.-Ing. L. KEIBS

Direktor im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt

Die Behandlung des Themas beschränkt sich auf eine Auswahl von Problemen aus dem Gebiet der Elektroakustik, wobei es sinnvoll erscheint, die Betrachtungen auf bestimmte Teilgebiete zu orientieren.
Dabei ist es unvermeidlich, bereits laufende Entwicklungen zu streifen, andererseits Probleme anklingen zu lassen, deren Lösung vielleicht noch gar nicht in Angriff genommen wurde.

Allgemeine Fragen der elektroakustischen Übertragungstechnik

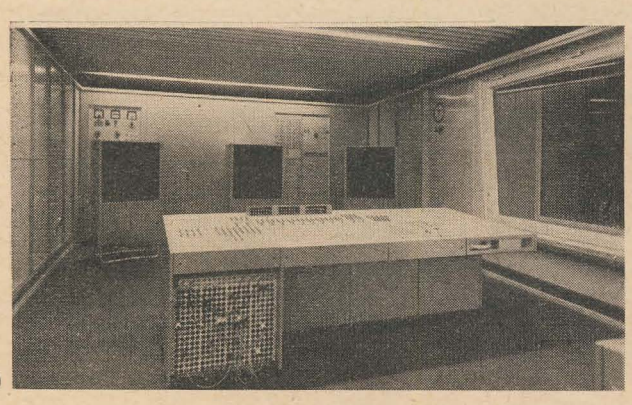
Die fortschreitende Perfektion der Übermittlung eines Hörerlebnisses aus einem Studio zum Hörer und der Wunsch, durch Reportagen von fast jedem Punkt der Erde in das Geschehen mit einbezogen und über Entwicklungen in der Welt informiert zu sein, stellt ständig neue Anforderungen an die Technik.

Da es vielfach ökonomisch erscheint, sich mit der Aufnahmeapparatur zum Ort eines künstlerischen oder aktuellen Geschehens zu begeben, wird gefordert, daß die modernen Übertragungseinrichtungen sehr beweglich sind und außerdem im Übertragungswagen die gleichen Möglichkeiten zur Verfügung stehen wie in einem gut ausgerüsteten Studio. Beides erfordert zwingend die Anwendung von Transistoren (Bild 1) [1], wobei die Anforderungen an die damit aufgebauten Geräte in bezug auf Übersteuerungssicherheit, Temperaturstabilisierung und kleine Eingangsrauschspannungen meist höher liegen als bei den Röhrengeräten.

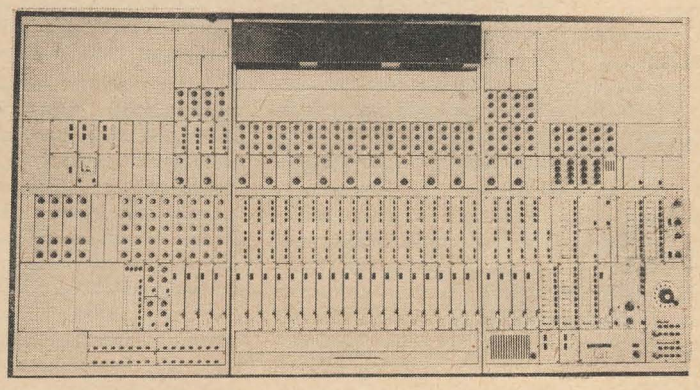
Die bekannteste Neuerung in der Tonübertragungstechnik ist die Stereofonie, die sofort eine Verdopplung der Übertragungskanäle und weitere neue spezielle Einrichtungen erfordert.

In der Perspektive verlangt sie in der Entwicklung der Studiotechnik folgende Konsequenz: Vereinheitlichung der Aufnahme- und Wiedergabetechnik in hochqualitativer Form und mit annähernd absoluter

[1)] Gekürzte Fassung aus einem Referat, das auf der Fachtagung „Elektroakustik" der KDT im Dezember 1964 in Berlin gehalten wurde. Der volle Wortlaut erscheint in der Zeitschrift „Nachrichtentechnik" 15 (1965), H. 7.



a)



b)

Bild 1: a) Volltransistorisierter Regieplatz für Mono- und Stereobetrieb (Entwicklung des RFZ) b) Aufsicht auf den Regietisch [1]

Betriebssicherheit, wobei durch Schaffung einheitlicher Baugruppen mit minimaler Typenzahl bei Massenfertigung nicht nur finanzielle, sondern vor allem wesentliche zeitliche Einsparungen möglich sind.

Die durch Transistorisierung und Anwendung gedruckter Schaltungen unter Einbeziehung von in sogenannten „Briketts" zusammengefaßten Bauelementen eingeleitete Verkleinerung der Baugruppen findet ihre Fortsetzung in der Mikroelektronik [2].

Ein wichtiges Anliegen an die Zukunft besteht in der Automatisierung des Routine-Studiobetriebes. Durch Automatisierung der Pegelüberwachung, der Einstellung von Entzerrungen oder Fernsteuerung von Kreuzschaltfeldern und Magnettonmaschinen (besonders für Umspielprozesse) und dergleichen mehr können personelle Fehler und damit Störungen in der Betriebsabwicklung weitgehend vermieden werden.

Da die beste elektroakustische Anlage auf der Senderseite dem Hörer zu Hause nichts nützt, wenn er nicht ebenfalls über hochwertige Wiedergabeeinrichtungen verfügt, muß dem Problem der Weiterentwicklung von Heimgeräten besondere Beachtung geschenkt werden. Überall in der Welt ist deshalb die Tendenz erkennbar, für den anspruchsvollen Hörer entsprechende Anlagen zu schaffen und im Handel anzubieten.

Nachdem sich der Plattenspieler im Kraftwagen nicht recht durchsetzen konnte, sind heute Magnettongeräte in Kraftfahrzeugen durchaus keine Seltenheit mehr. Während langer Fahrten durch schlecht versorgte Empfangsgebiete oder bei evtl. unpassendem Programm besteht für solche Geräte ein echter Bedarf. Bei dem geringen Leistungsbedarf moderner Transistorgeräte und ihrer hohen Qualität, die für den mittleren Heimgebrauch durchaus ausreichend ist, erhebt sich heute mit Recht vielfach die Frage: Wozu noch die Kosten für einen Netzteil aufwenden und wozu noch die Bindung an das Netz? Diese Tendenz ist ganz besonders bei den Schallspeichergeräten erkennbar. Der netzunabhängig mit Verstärker und Lautsprecher ausgerüstete Plattenspieler ist heute bereits zu einem erheblichen Umsatzträger im Handel geworden.

Parallel mit der Einführung der Stereofonie muß eine erhebliche Qualitätsverbesserung der Stereo-Heimgeräte erfolgen, sonst wird die Stereofonie für den Durchschnittshörer zu einer herben Enttäuschung werden. In diesem Zusammenhang ist eine Gegenüberstellung der Stereofonie mit der Ambiofonie interessant (s. den Beitrag „Kompatible stereo-ambiofone Schallübertragung auf zwei Kanälen auf Seite 327).

Auf der Wiedergabeseite im Heim zeichnet sich für die Hi-Fi-Technik immer mehr die Verwendung von Bausteinen (Plattenspieler, Tonbandgerät, Tuner, Vorverstärker, Kraftverstärker, Lautsprecher) ab. Mit relativ kleinen Bausteinen, die sich überall unterbringen lassen, wird eine hohe Anpassungsfähigkeit an die Gegebenheiten im Raum geschaffen. Technische Neuerungen können dann jederzeit durch Auswechseln oder Zusatz einzelner Bausteine ohne großen Kostenaufwand mitgemacht werden. Die zu verwendenden Bausteine müssen allerdings außerordentlich hohe Qualitätsnormen aufweisen, was dazu führt, daß die Hersteller sich zum großen Teil auf die Herstellung bestimmter Bausteine spezialisieren.

Die Schallplatte ist auch heute noch zweifellos der preisgünstigste und qualitativ hochwertigste Träger elektroakustischer Aufzeichnungen für den Heimgebrauch. Der stetigen Weiterentwicklung der Schallplatte zu immer höherer Qualität und der Abspielgeräte zu immer größerer Betriebssicherheit und Einfachheit bei höchster Qualität, kommt deshalb nach wie vor große Bedeutung zu.

Der Qualitätsvorteil der Schallplatte ist im wesentlichen daraus entstanden, daß bei einigen Herstellerfirmen von Bandgeräten in den letzten Jahren eine vom Standpunkt der Qualität völlig falsche Entwicklung zu immer niedrigeren Bandgeschwindigkeiten vorherrschte. Diese Entwicklung wurde dadurch hervorgerufen, daß weite Kreise infolge der hohen Bandkosten immer größere Speicherkapazität je laufenden Meter Band forderten. Eine richtigere Entwicklung scheint die zu sein, die Banddicke entscheidend zu verringern, um auf diese Weise ebenfalls zu einer höheren Speicherkapazität je Bandspule zu kommen. Da sich dabei die Parameter der magnetischen Schicht praktisch nicht ändern, ist damit kein Qualitätsverlust verbunden. Die niedrige Bandgeschwindigkeit stellt sowohl an das Transportwerk als auch an das Magnetband derart hohe Anforderungen, daß diese gerade für den Massenbedarf kaum noch vertretbar erscheinen.

Schallwandlertechnik

Auf dem Gebiete der Schallwandlertechnik sind in den letzten Jahren erhebliche Fortschritte erzielt worden. In der Fertigungstechnik zeichnet sich international die Einführung neuer Technologien ab. In hohem Maße werden für den Aufbau der Wandlersysteme selbst und für ihre Ausrüstung, wie z. B. Mikrofongehäuse und -steckverbindungen, Plaste und Elaste verwendet. Diese Entwicklung eröffnet auch bei Gerätegruppen, die bisher im wesentlichen der handwerklichen Einzelfertigung vorbehalten waren (z. B. Studiomikrofone), Möglichkeiten zur rentablen Fertigung großer Serien.

Die angestrebten elektrischen und elektroakustischen Eigenschaften neuentwickelter Mikrofone und Lautsprecher werden wesentlich durch die Verbreitung der Stereofonie und der Transistorverstärkertechnik mitbestimmt. Die Stereofonie erfordert grundsätzlich in der Studiotechnik wie in der Heimtechnik auch bei den Schallwandlern eine höhere Gleichmäßigkeit der elektroakustischen Eigenschaften, als dies bisher möglich und notwendig war. Die Transistortechnik stellt besonders bei Mikrofonen neue Anforderungen an die Ausgangsimpedanz des Wandlers.

Mikrofone

Bei den Schallempfängern ist zur Zeit eine Einführung neuer Wandlerprinzipien nicht abzusehen. Auffallend ist das Vordringen von Mikrofonen mit einseitiger Richtwirkung (Kardioid-, Superkardioid- und Hyperkardioid-Typen), für die bei allen Anwendern großes Interesse besteht. Besondere Fortschritte sind bei elektrodynamischen Tauchspulmikrofonen zu sehen, deren Fertigung von einigen führenden Firmen als Ergebnis zielstrebiger Grundlagenforschung heute bereits mit Qualitätsparametern erfolgt, die selbst den Forderungen der Studiotechnik genügen. Bei wesentlich niedrigeren Preisen und hoher Betriebssicherheit stehen ihre Übertragungseigenschaften den bisher üblichen elektrostatischen Wandlern kaum noch nach.

Meßkondensatormikrofone, die nach wie vor mit NF-Röhrenverstärkern betrieben werden, haben eine kaum noch zu überbietende Unabhängigkeit von klimatischen und anderen äußeren Einflüssen erreicht. Für Kondensatormikrofone zur Übertragung natürlicher Klangbilder wird angestrebt, unter Benutzung von transistorbestückten HF-Schaltungen den Aufwand für Speisung und Anschaltung erheblich zu vermindern.

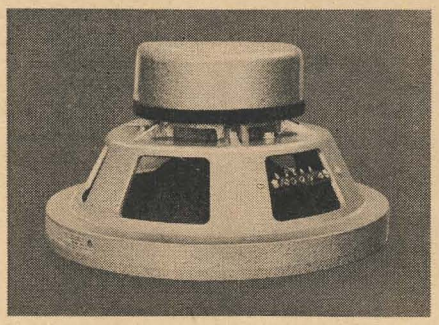
In der Perspektive fehlt es noch an Schallempfängern mit hoher Richtwirkung, insbesondere Kombinationen aus Gradienten- und Rohrrichtmikrofonen und an störschallunempfindlichen Empfängern.

Es zeichnen sich Tendenzen ab, bei Kondensatormikrofonen in Niederfrequenzschaltung die Elektronenröhre im Vorverstärker durch einen Feldeffekttransistor zu ersetzen. Zu diesem Zeitpunkt müßten zweckmäßigerweise geeignete Elektrete zur Verfügung stehen. Ansätze zu derartigen Entwicklungen sind erkennbar. Am Horizont zeichnet sich die Entwicklung von Transistormikrofonen ab, die in bestimmter Weise den Mikrofoneffekt von Transistoren ausnützen.

Die Eigenschaften billiger piezoelektrischer Mikrofone konnten so verbessert werden, daß sie diejenigen gebräuchlicher dynamischer Mikrofone erreichen; ihr Anschluß an niederohmige Verbraucher wie Transistorverstärker erfordert allerdings nach wie vor Übertrager.

Lautsprecher

Der dynamische Lautsprecher mit Papiermembran ist der auch heute noch dominierende Typ. Insbesondere in den letzten 15 Jahren sind im Zusammenhang mit der Einführung des UKW-Rundfunks eine ganze Reihe von Verbesserungen durchgeführt worden. Neben der Einführung der sogenannten „Nawi"-Membranen als bemerkenswerteste Maßnahme vor dem Krieg sind hier zu nennen: die Verbesserung der Membranaufhängung durch Verbesserung der Randzone (Sicken) der Membran und Einführung der Textilgewebezentrierungen, die Verringerung des Gewichtes bzw. Steigerung des Wirkungsgrades durch Einsetzen ständig verbesserter Magnetmaterialien, die Erweiterung der oberen Übertragungsgrenze durch



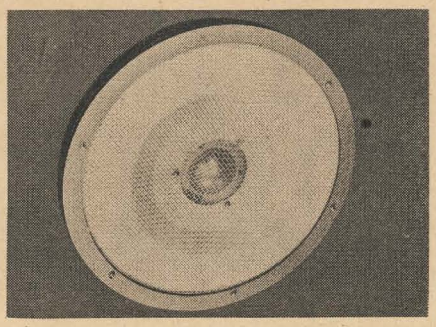


Bild 2: Studio-Lautspecherkombination 148 TH (O 17 a) für die Studioabhöreinrichtung Z 131 [3] [4] [5] (Hersteller VEB Fernmeldewerk Leipzig)

Anwendung von Doppelkonusmembranen oder bestimmter Membranmantelformen und weiterhin die Verbesserung der Ausgleichsvorgänge (Bild 2) [3] [4] [5] und des Membranunterteilungsverhaltens durch nachträgliche Behandlung der Membran und insbesondere deren Randzone mit dämpfenden chemischen Mitteln. Auch bei Lautsprechern mit Schallführung und bei Lautsprecherkombinationen bzw. -anordnungen gab es keine prinzipiellen Veränderungen.
Vom dynamischen Prinzip abweichende Typen haben sich immer noch nicht durchgesetzt, obwohl gerade in den letzten Jahren viel auf dem Gebiet des „Ionophons", des „Corona-Wind"-Lautsprechers, des mechanisch gesteuerten Druckluftlautsprechers oder des magnetisch oder dynamisch über die gesamte Membranfläche angetriebenen Lautsprechers gearbeitet wurde. Die Vorzüge des dynamischen Lautsprechers werden z. Z. noch nicht übertroffen.
Der größte Teil der in den letzten Jahren und heute noch zu leistenden Arbeiten resultiert aus folgender Aufgabenstellung:

1. Schaffen von Geräten mit besonderen Abmessungen
2. Bau von Geräten mit höherer Wiedergabequalität
3. Herstellen von Geräten für spezielle Einsatzzwecke

Zur 1. Teilaufgabe gehören die Klein- und Kleinstlautsprecher, für die ganz bestimmte Übertragungskurven gefordert werden, Ovallautsprecher mit extremen Achsenverhältnissen und besondere Flachlautsprecher.

Zur 2. Teilaufgabe gehört in erster Linie die Schaffung von geschlossenen Boxen kleiner Abmessungen mit optimalen Wiedergabeeigenschaften (sog. Kompaktlautsprecher).

Zur 3. Teilaufgabe gehören Lautsprecher mit besonderem Schutz gegenüber Umgebungseinflüssen (Klimaschutz, Explosionsschutz, Detonationsschutz usw.).

Daß man auch in der Heimtechnik den Übertragungseigenschaften des Lautsprechers wachsende Bedeutung beimißt, zeigt, wie bereits bemerkt wurde, die Tendenz zu akustisch durchkonstruierten getrennten Gehäuselautsprechern bzw. Kombinationen für monofone und stereofone Hi-Fi-Qualität.

Nadeltontechnik

Die Entwicklung der Nadeltontechnik wird sowohl durch die Entwicklung der Platten als auch durch die der Laufwerke beeinflußt. Zwischen beiden bestehen enge Wechselbeziehungen. Wesentliche Impulse für die Weiterentwicklung waren die Einführung der Mikrorillen und die Einführung der Stereotechnik. In beiden Fällen mußten die grundsätzlichen Voraussetzungen von der Platten- bzw. Wandlerseite geschaffen werden.

Laufwerke

Die Anpassung der Laufwerke an diese veränderten Gegebenheiten erfolgte umgehend. Die heute auf dem Weltmarkt gehandelten Geräte können grob in drei Kategorien eingeteilt werden:

1. gewöhnliche Heim-Plattenabspielgeräte
2. verbesserte Heim-Plattenabspielgeräte
3. Hi-Fi-Plattenabspielgeräte

Zu 1: Was die gewöhnlichen Heim-Plattenabspielgeräte anbetrifft, so muß man hierbei berücksichtigen, daß die meisten Fonogeräte zweifellos für das gelegentliche Abspielen von Schallplatten bei Familienfeiern o. ä. und zur Unterhaltung – vor allem von der Jugend – eingesetzt bzw. erworben werden. Dabei ist klar, daß diese vielfach gelegentlich benutzten Geräte vom Preis her einen Anreiz zum Kauf bilden müssen. Auf Komfort wird verzichtet, die Qualität muß zum Abspielen von Tanz- und Unterhaltungsmusik ausreichend sein. Auf Grund der durch den Preis gezogenen Grenzen sind beim Abspielen von klassischer Musik bei kritischer Betrachtung erhebliche Mängel in der Wiedergabegüte feststellbar. Derartige Geräte sind in vielen Fällen für die Stereowiedergabe eingerichtet, als Abtaster werden fast ausschließlich Wandler auf Piezobasis verwendet. Vielfach stellen derartige Geräte die Vorstufe für den Erwerb besserer Geräte dar.

Zu 2.: Die Notwendigkeit für die zweite Gruppe der verbesserten Heim-Plattenabspielgeräte ergibt sich aus folgendem: Viele Liebhaber (von klassischer Musik) wünschen sich ein robustes Gerät, mit dem sie ihre Schallplatten nahezu optimal wiedergeben können. Das Gerät soll neben einer guten Plattenschonung auch über längere Zeiträume gute elektroakustische Eigenschaften aufweisen und keine Verfälschung der Plattenaufzeichnungen hörbar werden lassen. Derartige Geräte stellen wiederum eine gute Ausgangsposition für den Aufbau einer hochwertigen Stereoanlage dar. Selbstverständlich ist für derartige Geräte der organische Einbau einer Aufsetzhilfe. Vielfach werden sie bereits mit einem magnetischen Abtaster geliefert. Die Auflagekräfte liegen bei Stereo im allgemeinen zwischen 3 und 5 p.
Zu 3.: Die dritte Gruppe, die Hi-Fi-Abspielgeräte, ist für den Kreis der anspruchsvollen Musikliebhaber gedacht. Diese Geräte gehen zum Teil mit ihren Eigenschaften bis an die Grenze des technisch Möglichen und erfordern demzufolge einen hohen Aufwand bei hoher Präzision, eine entsprechende Behandlung und Bedienung.

Schallplatte

Die Bestrebungen der Schallplattenfirmen gehen dahin, den Geräuschspannungsabstand der Platten weiter zu verbessern, da Knacken und Rauschen auch heute noch nicht ausreichend beherrscht werden. Zur Zeit wird durch verschiedene Maßnahmen versucht, der „rauschfreien" Schallplatte näher zu kommen. Am aussichtsreichsten sind folgende Wege:

1. Erhöhung des mittleren Pegels
2. Erhöhung des maximalen Pegels
3. Verbesserung der Eigenschaften des Plattenmaterials

In bezug auf die Verbesserung der Eigenschaften des Plattenmaterials bemüht sich selbstverständlich die einschlägige Industrie darum, die materialbedingten Ursachen für Knacken bzw. Rauschen zu beseitigen. Hier sind auch Maßnahmen einzuordnen, deren Ziel eine „staubabweisende" Schallplatte ist. Insbesondere die

Bild 3: Studiomagnetbandgerät R 700 für 38 cm s^{-1} und 19,05 cm s^{-1} Bandgeschwindigkeit mit digitaler Drehzahlregelung [6] (Entwicklung des RFZ)

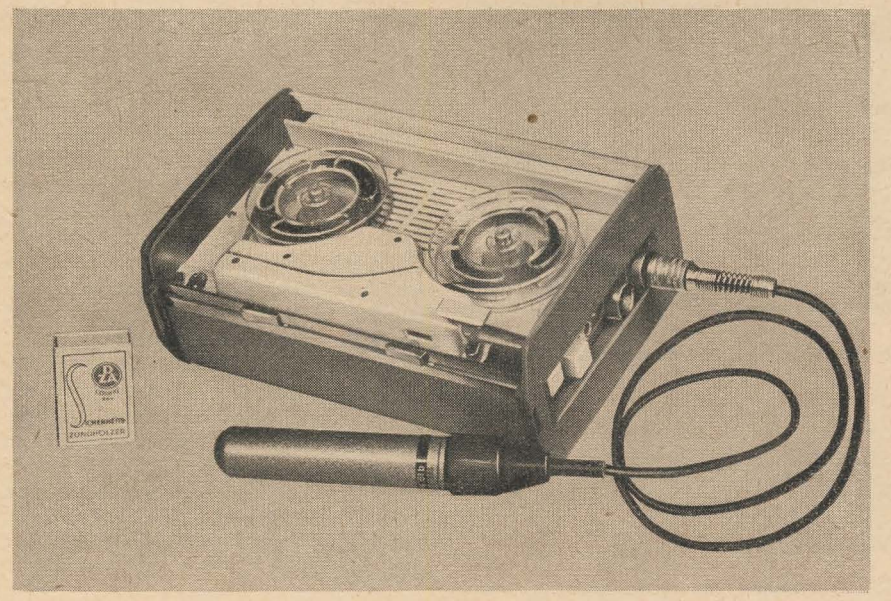


Bild 4: Reportagemagnettongerät R 21 [7] (Hersteller RFZ)

letzte Eigenschaft ist für den Erhalt der Eigenschaften einer Platte sehr wesentlich.

Magnetische Speichertechnik

Magnetbandgeräte

Die magnetische Speichertechnik mit bewegtem Informationsträger hat von der Erfindung des Prinzips an zunächst eine Reihe von Jahren fast ausschließlich der Aufzeichnung von Schall gedient. Dieses Anwendungsgebiet der magnetischen Speichertechnik ist auch künftig gekennzeichnet durch die Weiterentwicklung und weitere Verbesserung moderner Aufzeichnungsgeräte für elektroakustische Signale sowohl für die Belange der Studiotechnik (Bild 3) [6] als auch für Zwecke der Heimtongeräte und für kommerzielle Zwecke, wie Reportagegeräte (Bild 4) [7], Blindengeräte, Diktiergeräte, Ansage-, Zugmelde- und Flugsicherungsspeicher usw. In diesem Zusammenhang ist die sich anbahnende Entwicklung zu Kassettengeräten mit schmaleren Magnetbändern sowie die Entwicklung kleiner Geräte als elektronische Notizbücher erwähnenswert.

Neu hinzugekommen sind die Verfahren und Geräte für die Pilottontechnik und die Videosignalspeicherung.

Als neuer Gerätetyp kündigt sich der Videospeicher für Heimzwecke an. Hierauf dürfte sich in einigen Jahren der Schwerpunkt der Magnetbandtechnik für Heimgebrauch verlagern.

Schließlich ist in den letzten zehn Jahren das große Anwendungsgebiet „Datenspeicherung" entstanden, das in stürmischer Entwicklung das ursprüngliche Gebiet der akustischen Anwendung um ein Vielfaches übertrifft.

Ein Arbeitsgebiet, das sich im internationalen Maßstab immer mehr abzuzeichnen beginnt und sicherlich bedeutungsvoll wird, soll nicht unerwähnt bleiben. Es handelt sich um die Steuerung von Fertigungsprozessen [8].

Magnetbänder und -köpfe

Entsprechend der den verschiedenartigen Zwecken dienenden magnetischen Aufzeichnungstechnik ergaben sich die entsprechenden Anforderungen an die Entwicklung der Magnetbänder.

Im Vordergrund der Entwicklung steht die Vergrößerung der Speicherkapazität je Volumeneinheit des Speichermaterials. Der Übergang vom Normalband zum Langspiel-, Doppelspiel- und Tripleband reduziert die Gesamtdicke auf ein Drittel. Es erfordert hochfeste Kunststoffe als Trägermaterial. Daneben bedingen immer schmalere Aufzeichnungsspuren (von der Vollspur zur Halbspur zur Viertelspur bis zur Spur für allgemeine Datenspeicherung) verbesserte Eigenschaften der aktiven Schicht. Aber auch die Störeffekte, die durch Inhomogenitäten und durch den Einfluß von Fremdpartikeln begründet und insbesondere bei der allgemeinen Datenspeicherung von entscheidender Bedeutung sind, müssen verringert werden.

Schließlich erfordert der Übergang zu immer geringeren Bandgeschwindigkeiten bzw. die Forderung nach der Aufzeichnung immer kleinerer Wellenlängen eine Verbesserung des Frequenzgangverhaltens der Magnetbänder. Die Anwendung neuer Ferritwerkstoffe und auch metallischer Schichten deutet hier die Entwicklungsrichtung an.

Aus dem breiten Anwendungsgebiet der magnetischen Speichertechnik ergibt sich zwangsläufig auch die Entwicklung der Magnetköpfe, gekennzeichnet durch das Hinzukommen der Köpfe für die Pilottechnik, Videosignalspeicherung und Datenspeicherung. Das Sortiment an Magnetköpfen umfaßt aus diesem Grunde ebenfalls eine Fülle von Typen. Die Entwicklung der Köpfe ging von der klassischen Ringkernform, die sich erstaunlich lange behauptet hat, zur Bauform mit Rechteckkernen über. Vor allem technologische Vorteile führten dazu, daß diese Form heute bevorzugt angewendet wird. Mit der Verringerung der Bandgeschwindigkeiten mußte auch die Spaltweite der Wiedergabeköpfe kleiner werden. Für Studiogeräte mit Bandgeschwindigkeiten von 38 und 19 cm/s sind jetzt 5–6 μm üblich, bei Heimbandgeräten mit Bandgeschwindigkeiten von 9,5 und 4,75 cm/s 3 μm.

Akustische Meßtechnik

Abschließend sei etwas zu den Problemen der akustischen Meßtechnik gesagt. Auf Grund der ständig steigenden Belästigung der Menschheit durch Industrie- und Verkehrslärm und der damit verbundenen gesundheitlichen Schäden gewinnt die akustische Meßtechnik insbesondere die Geräuschmessung als Voraussetzung für die Lärmbekämpfung und Lärmminderung immer mehr Bedeutung. Die Meßmethoden sollen möglichst einfach, die Messungen schnell durchführbar, aber auch mit großer Aussagekraft der Ergebnisse sein. Das Registrieren der Meßergebnisse mittels Schreibern oder Tonträgern wird immer breiteren Raum einnehmen, um den Auswerteaufwand am Ort der Messung möglichst klein zu halten.

Um diese steigenden Aufgaben in der Lärmbekämpfung und Lärmminderung, aber auch die der Meßtechnik in der Raum- und Bauakustik zu bewältigen, ist es notwendig, ein möglichst umfangreiches Sortiment an Meßgeräten und Zubehör zur Verfügung zu stellen.

Schließlich sei noch erwähnt, daß die Körperschallmeßtechnik in zunehmendem Maße bei der Lärmbekämpfung, im Maschinenbau und in der Bauakustik an Bedeutung gewinnt.

Literatur

[1] Tolk, A.: Probleme der Anwendung von Transistoren in elektroakustischen Anlagen für die Studiotechnik. Vortrag gehalten auf der Fachtagung der KDT am 19./20. November 1964 in Weimar „Transistoren in der Schaltungstechnik".

[2] Reichardt, H.: Studiotechnik und elektroakustische Meßtechnik, Funkschau 36 (1964), H. 8, S. 193

[3] Keibs, L.: Verfahren zur mechanischen Bedämpfung dynamischer Lautsprecher durch poröse Materialien: Tech. Mitteilungen des BRF 3 (1959), H. 1/2, S. 7–12

[4] Orth, D.: Physikalische Eigenschaften einer Studio-Abhöreinrichtung mit optimaler Wiedergabequalität. RFT-Mitteilungen „Nachrichten- und Meßtechnik", Heft 1 (1965), S. 22–30

[5] Orth, D.: Schallsender für Meßzwecke im Hörfrequenzbereich. Technische Mitteilungen des RFZ, (1964), H. 2, S. 69–76 und H. 3, S. 125–129

[6] Wolf, W.: Das Antriebssystem des Magnettongerätes R 700: Technische Mitteilungen des RFZ, H. 2 (1965)

[7] Tolk, A.: Ein neuartiges Reportagemagnettongerät für Rundfunk und Fernsehen. Techn. Mitteilungen des BRF 1 (1961), S. 10–20

[8] Völz, H. und Schrauber, H.: Magnetbänder: Notizbücher der Zukunft, ND-Beilage Nr. 25 vom 20. 6. 1964

Kompatible stereo-ambiofone Schallübertragung auf zwei Kanälen[1)]

Prof. Dr.-Ing. L. KEIBS

Im folgenden werden für den Fall einer elektroakustischen Übertragung der Begriff der „Hörperspektive" und seine Teilparameter definiert. Zur Verbesserung der Illusion für den Hörer, insbesondere im Wohnraum, wird ein ambiofones Übertragungsverfahren auf zwei Kanälen beschrieben, mit dem es möglich ist, spezifische Eigenheiten der Hüllkurve der Rauminformation des Ursprungsraumes in bezug auf Reflexionsdichte, Laufzeitdifferenzen, Schallrichtungsverteilung sowie ihren Energieinhalt so in den Wiedergaberaum zu bringen, daß ein Schallfeldzustand (R/D-Verhältnis) entsteht, der eine gewisse Ähnlichkeit mit dem Schallfeldzustand im Ursprungsraum hat. Das ambiofone Verfahren kann sowohl in Kombination mit monofoner als auch mit stereofoner Übertragungstechnik angewendet werden.

Einleitung

Aufgabe der elektroakustischen Übertragungstechnik sollte es stets sein, dem Hörer eine bestmögliche Illusion des jeweiligen Schallereignisses zu vermitteln, da im strengen Sinne eine naturgetreue Wiedergabe nicht möglich ist. Eine Übertragung kann dann als optimal angesehen werden, wenn sie die ästhetische Erwartung des Hörers voll befriedigt [1].

Hörperspektive einer elektroakustischen Übetragung und ihre Teilparameter

Ein wesentlicher subjektiver Parameter zur Kennzeichnung der zum jeweiligen Charakter der Darbietung passenden Illusion ist die „Hörperspektive", die den Erlebniswert verschiedenartig beeinflussen kann. Dieser Begriff „Hörperspektive" [2] [3] [4], der von *Fletcher* geprägt wurde, läßt sich vielleicht in folgende drei Teilparameter aufgliedern:

a) den Hörwinkel – das ist derjenige Öffnungswinkel, unter dem das fiktive Schallbild dem Hörer erscheint.
b) die stereofone Auflösung – das ist die subjektiv empfundene Richtungslokalisierung von Elementen des fiktiven komplexen Schallbildes innerhalb des Hörwinkels relativ zueinander.
c) die akustische Atmosphäre – das ist die subjektiv empfundene Wirkung, die den Hörer in den Raum des Geschehens mit einbezieht, d. h., die bei ihm die Illusion erweckt, selbst im Ursprungsraum mit anwesend zu sein.

Der Hörwinkel

Der Hörwinkel kann bereits bei der klassischen monofonen Übertragungstechnik durch die Art der verwendeten Abhöreinrichtung in gewisser Weise verändert werden, vom „Loch in der Wand" bei Verwendung eines normalen Einzellautsprechers über die Verbreiterung zu „einem offenen Fenster" bei Verwendung von zwei oder mehr in Abstand zueinander gestellten Lautsprechern bis zu einem „anonymen Räumlichkeitseindruck" bei Verwendung eines Kugellautsprechers [5] [6] [7], der rundum strahlt und die allseitigen Spiegelschallquellen im Raum wirksam werden läßt. Dazwischen liegen noch die verschiedenen Abarten der sogenannten „Raumklangtechnik" beim Rundfunkempfänger (3D-Klang, 4R-Klang) [8]. Im Falle der echten Stereofonie wird der Hörwinkel ein Bestandteil derselben und hängt mit der abzubildenden Basisbreite zusammen.

Die optimal erreichbare Hörperspektive

Das übersichtlichste Verfahren, sowohl die stereofone Auflösung als auch die akustische Atmosphäre angenähert richtig zu übertragen, besteht darin, daß man den Ursprungsraum in einen volumenmäßig und akustisch ähnlichen Raum abbildet. *Fletcher* [9] hat seinerzeit für diesen Zweck die Betrachtung zweier durchlässiger Hilfsebenen vorgeschlagen (Bild 1), die zwischen Schallquelle und Zuhörer liegen. Registriert man alle Schallvorgänge in der Ebene 1 nach Frequenz, Intensität und Einfallsrichtung und sorgt man dafür, daß nach der Übertragung in den entsprechenden Punkten der Ebene 2 die gleichen Schallvorgänge erscheinen, dann würde eine solche Abbildung zu einer ähnlichen Struktur des Originalschallfeldes und seiner zeitlichen Veränderungen im Wiedergaberaum und damit zu einer ähnlichen Hörperspektive führen. Dies wäre jedoch nur dann gewährleistet, wenn die Ebene 1 mit einer unendlich großen Zahl von kleinen Schallempfängern und die Ebene 2 mit einer ebenfalls unendlich großen Zahl von kleinen Schallsendern ausgerüstet wäre.

Will man in den Wohnraum des Hörers übertragen, so ergeben sich dafür folgende erschwerte Bedingungen:

1. Es stehen für Schallplatte und Rundfunk nur zwei Übertragungs- bzw. Speicherkanäle zur Verfügung.
2. Die Kompatibilität, d. h., die technische und künstlerische Verträglichkeit mit den alten monofonen Systemen muß mit Rücksicht auf die noch in der Majorität befindlichen monofonen Hörer gewährleistet sein.
3. Die Abbildung erfolgt in einen kleineren und akustisch ganz andersartigen Raum.

Die stereofone Auflösung bei zwei Kanälen

Da sich das monofone Signal aus der Summe der beiden stereofonen Informationen X und Y ergeben muß, kommt für ein kompatibles System von den möglichen Stereofonieverfahren vor allem die in ihren Grundlagen von *Dietrich* [10] und *Hack* [11] und von *Lauridsen* [12] [13] angegebene Intensitätsstereofonie mittels Koinzidenzmikrofonen in Frage, da diese Phasen- und Laufzeitunterschiede ausschaltet. Die mit zwei Nierenmikrofonen aufgenommenen phasengleichen Informationen X und Y lassen sich hierbei elektrisch in das monofone Signal $M = X + Y$ und das Seitensignal $S = X - Y$ umwandeln. Diese Signale entsprechen den Informationen eines nach vorn gerichteten Nierenmikrofons bzw. eines dazu quergestellten Achtermikrofons. Es ist daher im Prinzip möglich, auf der Aufnahmeseite X/Y-Mikrofone als auch M/S-Mikrofone zu verwenden. Für die auf der Aufnahmeseite erforderliche Regel- und Mischtechnik hat sich die Verarbeitung von M/S-

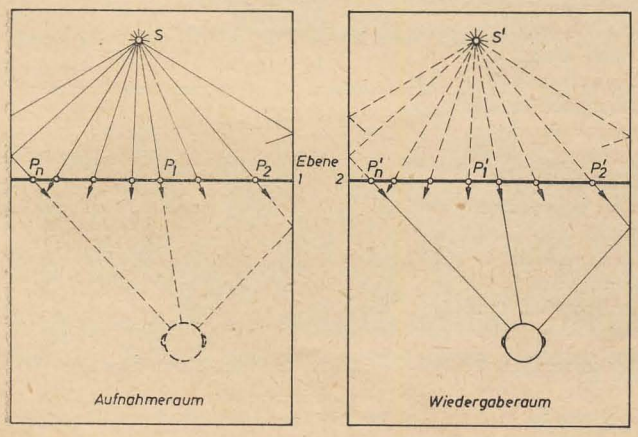


Bild 1: Raumbezügliche Übertragung mit 2 Hilfsebenen [9] nach Fletcher

[1)] Gekürzte Fassung aus einem Referat, das auf der Fachtagung „Elekroakustik" der KDT im Dezember 1964 in Berlin gehalten wurde. Der volle Wortlaut erscheint in der Zeitschrift „Nachrichtentechnik" 15 (1965), H. 7.

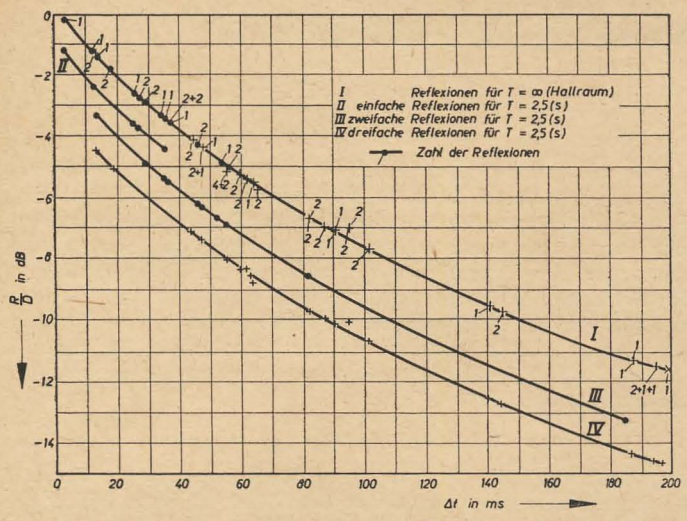


Bild 2: Verlauf des R/D-Verhältnisses in einem Rechteckraum von 10 000 m³ in Abhängigkeit von der Laufzeitdifferenz Δ t gegenüber dem Direktschall für den Abstand Schallquelle–Beobachter d = 24 m [17]

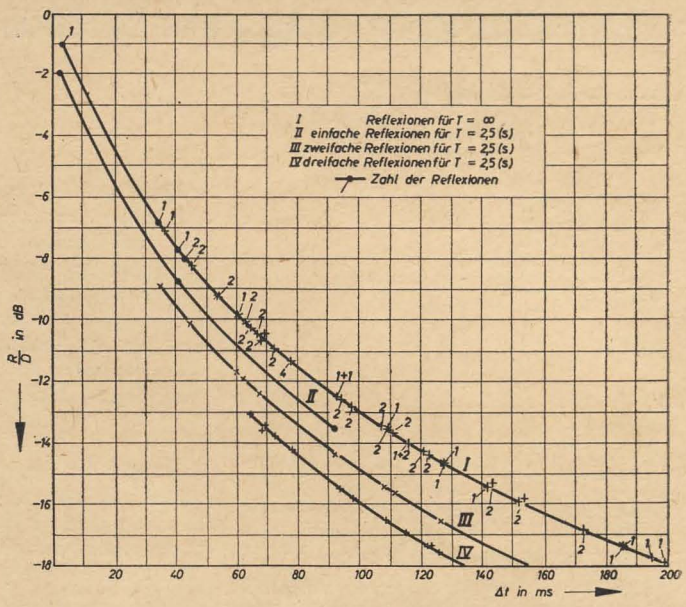


Bild 3: Verlauf des R/D-Verhältnisses in einem Rechteckraum von 10 000 m³ in Abhängigkeit von der Laufzeitdifferenz Δ t gegenüber dem Direktschall für den Abstand Schallquelle–Beobachter d = 10 m [17]

Signalen bewährt, wofür durch die Arbeiten von *Bertram* [14] [15] die Voraussetzungen für eine geeignete Regietechnik geschaffen wurden. Für die Schallaufzeichnung hat sich die Verwendung von X/Y-Informationen als zweckmäßig erwiesen. Für die hochfrequente Rundfunkübertragung ist sowohl eine Ausstrahlung in M/S-Technik als auch in X/Y-Technik bei Gewährleistung eines technisch kompatiblen monofonen Empfangs möglich.

Die akustische Atmosphäre

Die Frage der Einbeziehung des Hörers in den Ursprungsraum bzw. die Frage der sogenannten „Ambiofonie" [16] ist eng verknüpft mit der Abbildung der Verhältnisse des indirekten Schallfeldes im Aufnahmeraum in den Wiedergaberaum [17]

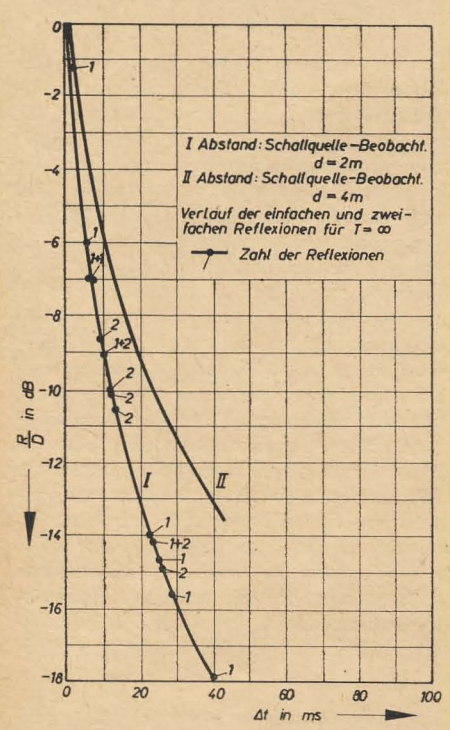


Bild 4: Verlauf des R/D-Verhältnisses in einem Rechteckraum von 105 m³ in Abhängigkeit von der Laufzeitdifferenz t [17]

[18], d. h. der Verhältnisse, die am Ort eines Beobachters im Aufnahmeraum nach dem Eintreffen der ersten Wellenfront vorliegen.

Um sich eine Vorstellung vom zeitlichen Verlauf der Rauminformationen in einem großen Raum zu machen, ist in den Bildern 2 und 3 für einen Rechteckraum von 10 000 m³ die Schallenergie der einzelnen Reflexionen, bezogen auf die Energie des direkten Schalles als Funktion der Laufzeitdifferenz dargestellt, und zwar im Bild 2 für einen Abstand des Beobachters von 24 m von der Schallquelle, also z. B. im hinteren Parkett, und im Bild 3 für einen Abstand des Beobachters von 10 m von der Schallquelle, also z. B. im vorderen Parkett. Im Vergleich hierzu ist im Bild 4 der R/D-Verlauf in einem Wiedergaberaum von etwa 100 m³ mit einer Nachhallzeit von etwa 0,5 s angegeben.

Eine Gegenüberstellung der Bilder zeigt,

1. daß die Hüllfunktion für die Rückwürfe verschieden steil verläuft, für den kurzen Abstand bedeutend steiler als für den großen Abstand zur Schallquelle,
2. daß die Dichte der Rückwürfe z. B. im Bereich der ersten 50 ms im Falle der großen Entfernung bedeutend größer ist als bei der kurzen Entfernung. Im letzteren Falle liegt innerhalb der ersten 30 ms nur eine einzige Reflexion unmittelbar nach dem direkten Schall vor. Alle weiteren Reflexionen treffen erst nach dieser Zeit ein. Zum gleichen Ergebnis kommt *Junius* [19] bei seinen Untersuchungen in der Stuttgarter Liederhalle, wonach für Plätze im vorderen Parkett die ersten energiereichen Rückwürfe Laufwegdifferenzen von 10 bis 20 m gegenüber dem direkten Schall haben und somit erst etwa 30 bis 70 ms nach Eintreffen des direkten Schalles am Meßplatz einfallen (vgl. auch hierzu die Untersuchungen von *Schodder* [20] an Mikrofonorten).

Für die Durchführung der Ambiofonie bietet sich folgendes Verfahren an:

Um energiereiche Rauminformationen zu übertragen, benütze man ein Raummikrofon im weitgehend indirekten Schallfeld, also in größerem Abstand (Raumpunkt I) (Bild 5). Im vorliegenden Beispiel (Abstand des Raummikrofons = 24 m und mittlerer Abstand des Primärmikrofons = 5 m vom Klangkörper) würden dann, da durch die elektrische Übertragung die Signale des direkten und des Raumschalles nach ihrem Eintreffen an den jeweiligen Mikrofonorten sofort im Wiedergaberaum zur Abstrahlung kommen, die Informationen des direkten Schalles gegenüber den Verhältnissen im Ursprungsraum um eine dem Laufweg von 19 m entsprechende Zeit im Wiedergaberaum zu früh ankommen. Man muß also, um einen dem im Raumpunkt I herrschenden Schallfeldzustand entsprechenden subjektiven Eindruck auch im

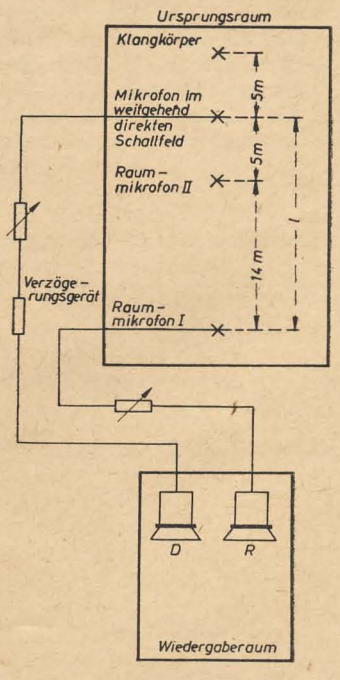


Bild 5: Prinzip der ambiofonen Übertragung

Wiedergaberaum zu erhalten, den direkten Schall um etwa 55 ms verzögern.
Will man die Verhältnisse des vorderen Parketts (Raumpunkt II) erhalten, so verzögert man den direkten Schall in diesem Fall um etwa 20 ms und erniedrigt gleichzeitig den Pegel des Raumsignales um etwa 8 dB gegenüber dem ersten Fall, wie aus dem Vergleich der Bilder 2 und 3 zu erkennen ist.

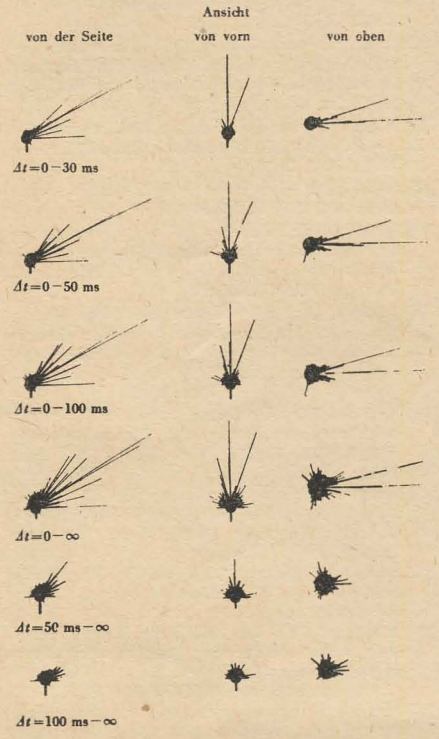


Bild 7: Schallrichtungsverteilung der verschiedenen Zeitintervalle, angegeben in Prozenten der insgesamt auf dem Meßplatz einfallenden Energie für fünf Haupteinfallsrichtungen [18] ▶

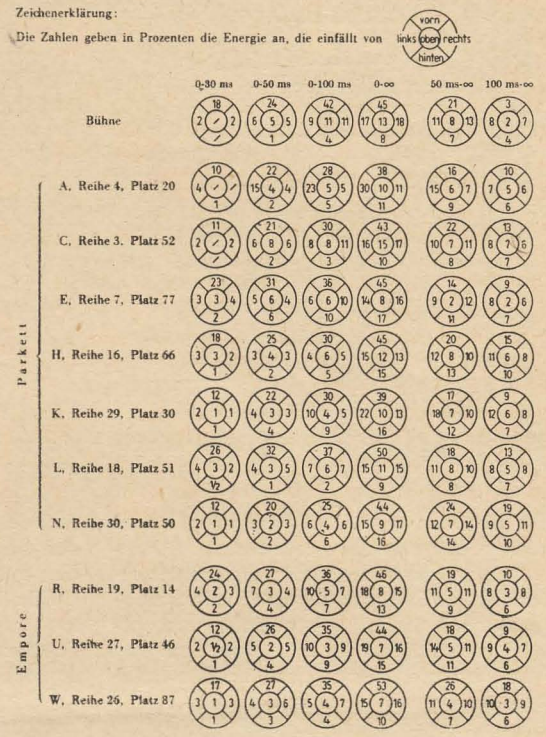


Bild 6: Schallrichtungsverteilung im Parkett, 18. Reihe (Mitte) der Liederhalle in Stuttgart [18]

Die Richtungsverteilung der Rauminformation

Im Rahmen von raumakustischen Untersuchungen in der Stuttgarter Liederhalle hat *Junius* [19] die Schallrichtungsverteilungen an verschiedenen Plätzen für verschiedene Zeitintervalle gemessen. Bild 6 zeigt die Schallrichtungsverteilung für einen guten Platz, für die Mitte der 18. Reihe im Parkett. Man erkennt, daß ein Hauptteil der Rauminformationen aus der Umgebung der oberen Raumkanten zu beiden Seiten des Schallereignisses kommt. Aus einer anderen Darstellung (Bild 7), bei der die prozentualen Energieanteile auf fünf verschiedene Raumwinkel aufgeschlüsselt sind, ersieht man, daß das Schwergewicht der Rauminformationen im vorderen Halbraum liegt.

Die Abbildung der Rauminformation

Bekanntermaßen können künstliche Rauminformationen durch entsprechende Verzögerungen aus dem direkten Signal abgeleitet werden, wobei zweckmäßigerweise den aus den Untersuchungen von *Schodder* sich ergebenden Pegel- und Laufzeitverhältnissen Rechnung getragen werden müßte. Bereits *Lauridsen* [12] hat jedoch darauf hingewiesen, daß die steilen Einsatzfronten vieler Instrumente, wenn man sie unter Nachbildung von Einzelreflexionen verzögert wiedergibt, unwirklich stark zerklüftete Hüllkurven für den künstlichen Raumschall ergeben, und daß dieser Effekt bei magnetischen Verzögerern mit Anwendung von mehreren Köpfen und Rückkopplung nur schwer zu verwischen ist. „Wahrer" Raumschall hat demgegenüber mehr ausgeglichene Hüllkurven, wodurch verwischte Konturen hervorgerufen werden, die subjektiv als angenehmer empfunden werden. Aus diesem Grunde verwendete *Lauridsen* bei seinen Untersuchungen über die M/S-Technik zur Abbildung der Rauminformation ein Raummikrofon, das häufig viele Meter über dem Aufnahmemikrofon angebracht war und übertrug dieses über den S-Kanal auf ein System von Raumlautsprechern direkt oder mit zusätzlichen Verzögerungen.
Theoretische Überlegungen sowie die Erkenntnisse aus den Untersuchungen von *Junius* [19] legen den Gedanken nahe, zur Erfassung der wesentlichsten Rauminformationen zwei nach den vorderen oberen Raumecken ausgerichtete Nierenmikrofone im diffusen Schallfeld zu verwenden, aus ihren Signalen eine geeignete Rauminformation R zu bilden und diesen den direkten Informationen X und Y bei entsprechender Laufzeitverzögerung der letzteren gegenphasig so hinzuzufügen, daß die Summe wieder das monofone Signal M ergibt, damit das Verfahren kompatibel bleibt. Die Berechtigung, die Rauminformationen gegenphasig hinzuzufügen, ergibt sich aus den von *Lauridsen* [12] durchgeführten und später von *Schodder* [21] [22] wiederholten Kopfhörer- und Lautsprecheruntersuchungen (Bild 8), wonach aus dem Primärsignal abgeleitete verzögerte und den Ohren gegenphasig zusätzlich zum konphasen Primärschall dargebotene Schallanteile beim Hörer das akustische Gefühl erwecken, im Raum mit einbezogen zu sein. Die Wirkung, die sich mittels der Laufzeittheorie erklären läßt, beruht darauf, daß der konstante Phasenunterschied für die verzögerte Wiedergabe eine für jede Frequenz andere Zeitdifferenz und damit subjektiv eine andere Richtung bedeutet. Man hört im Rückwurf die verschiedenen Frequenzen aus verschiedenen Richtungen, was naturgemäß eine Art von räumlichem Eindruck hervorruft.
In unserem Fall entstehen dann die aus dem direkten Signal und dem echten

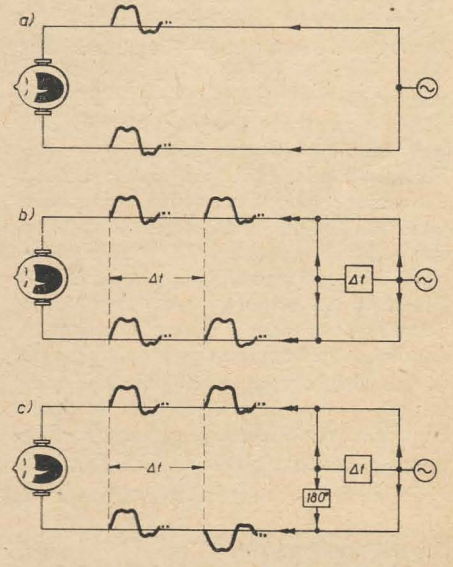


Bild 8: Versuche mit Kopfhörern nach Lauridsen [12]. a) normale Kopfhörerübertragung, b) verstärkte Halligkeit, c) Auftreten eines Raumeindrucks [21]

Raumsignal zusammengesetzten Informationen $\overline{X} = X + R$ und $\overline{Y} = Y - R$ bzw. $\overline{M} = M$ und $\overline{S} = S + 2R$, die in 2-Kanaltechnik übertragen bzw. aufgezeichnet werden können. Die Rauminformation R hat den Charakter eines S-Signals und ist gleich 1/2 ($X_r - Y_r$), wenn X_r und Y_r die Einzelsignale der beiden Raumnieren bedeuten.

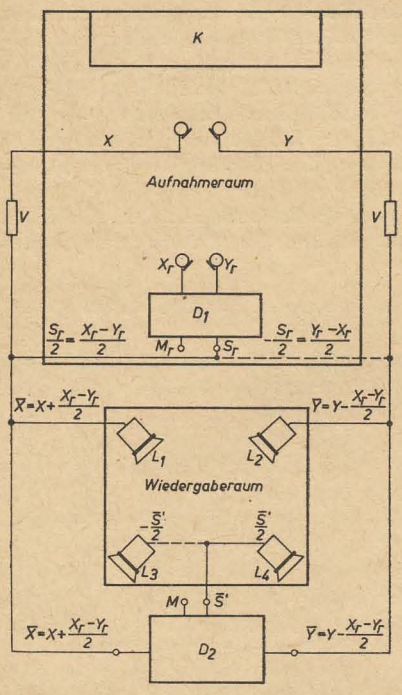


Bild 9: Prinzip der stereo-ambiofonen Übertragung

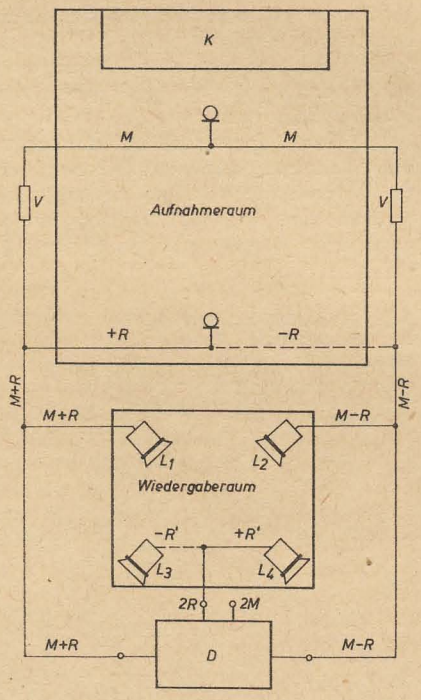


Bild 10: Prinzip der mono-ambiofonen Übertragung

In vereinfachter Weise kann auch ein zu den Seitenwänden orientiertes Achtermikrofon verwendet werden, dessen Information als S_r-Signal dem primären Stereo-S-Signal hinzugefügt wird (Bild 9). In weiterer Vereinfachung läßt sich auch ein Kugelmikrofon verwenden, dessen Information gegenphasig den primären X/Y-Informationen hinzugefügt wird.

Will man nur monofon-ambiofon übertragen, so ist es zweckmäßig, die Informationen $\bar{X} = M + R$ und $\bar{Y} = M - R$ zu bilden und diese in der bekannten Links-Rechts-Technik zur Abstrahlung zu bringen (Bild 10). Diese Maßnahme hat den Vorteil, daß bei mono-ambiofoner Sendung die Abhörtechnik beim Hörer die gleiche bleiben kann wie bei der Stereoempfangstechnik. Um auch den aus den übrigen Raumteilen des Aufnahmeraumes herrührenden diffusen Informationen (Bilder 9 und 10) Rechnung zu tragen, ist es angebracht, ebenfalls aus den hinteren Raumkanten des Wiedergaberaumes gegenphasig eine diffuse Einstrahlung des R- bzw. $\bar{S}$-Signales mit einem gegenüber dem vorderen Halbraum verminderten Pegel und außerdem frequenzkorrigiert [R', $\bar{S}' = (S + Sr)$] vorzunehmen.

Schlußbemerkungen

Wenn man die Frage stellt: Was ist zur Steigerung der Illusion wichtiger, die Stereofonie oder die Ambiofonie?, so muß man diese Frage wohl wie folgt beantworten:

Mit der Stereofonie allein ist es möglich, den Eindruck wie in den ersten Reihen eines Konzertsaales zu erzielen, sowohl was die Auflösung in der Breite wie auch die Staffelung in der Tiefe des Klangkörpers anbetrifft. Mit der Ambiofonie ermöglicht man die Einbeziehung des Beobachters in die akustische Atmosphäre des Aufnahmeraumes in einem entsprechenden Abstand zum Schallereignis, verbunden mit Vorstellungen über die Art und Größe des Saales entsprechend dem Verlauf der Hüllfunktion des indirekten Schalles.

Je nach Inhalt und Form des zu übertragenden Schallereignisses wird mal die Komponente der stereofonen Auflösung, mal die Komponente der Raumeinbeziehung von größerer Bedeutung sein. Zum Beispiel wird für die Übertragung einer Gruppe von Sprechern aus einem kleinen Raum in einen kleinen Raum nur die stereofone Komponente wichtig sein, da Aufnahmeraum und Wiedergaberaum bereits eine ähnliche Akustik haben und somit die Einstrahlung des direkten Schalles allein schon einen ähnlichen Schallfeldzustand wie im Originalraum erzeugt. Für den Fall des guten Sitzplatzes in einem Konzertsaal wird die Einbeziehung in den Raum mindestens genauso wichtig sein wie der stereofone Effekt. Beim Hörspiel wiederum wird mit Rücksicht auf die zu übertragenden Bewegungen die stereofone Komponente von größerer Bedeutung sein. Aber auch hier könnte die Abbildung von Rauminformationen für die Erzeugung bestimmter Effekte nützlich sein.

Literatur

[1] Kösters, H.: Qualitätsfragen der Rundfunkübertragung. Techn. Hausmitteilungen des NWDR 4 (1952), H. 7/8, S. 127

[2] Fletcher, H.: Basic Requirements of the Auditory Perspective. Journal of the SMPTE, Vol. 61 (1953), S. 415

[3] Steinberg, J. C., und Snow, W. B.: Physical Factors in Auditory Perspective. Journal of the SMPTE, Vol. 61 (1953), S. 420

[4] Wente, E. C., und Thuras, A. L.: Loudspeakers and Microphones for Auditory Perspective. Journal of the SMPTE, Vol. 61 (1953), S. 431

[5] Harz, H., und Kösters, H.: Ein neuer Gesichtspunkt für die Entwicklung von Lautsprechern. Techn. Hausmitteilungen des NWDR 3 (1951), S. 205

[6] Enkel, F.: Neue hochwertige Abhöranlage für Regieräume. Elektronische Rundschau 11 (1957), H. 2, S. 51

[7] Keidel, L.: Eine neue Hochtonkugel. Funkschau 28 (1956), H. 22, S. 935

[8] Kuhl, W., und Zosel, J. M.: Untersuchungen zur Pseudostereofonie und Stereofonie mit Kugellautsprechern und „Raumkleingeräten". Acustica, Vol. 1 (1956), S. 474

[9] Fletcher, H.: Symposicum on Wire Transmission of Symphonic Music and its Reproduction in Auditory Perspective-Basic Requirements. Electr. Eng. 53 (1934), S. 9 und Bell System Techn. J. 13 (1934), S. 259

[10] Dietrich, M.: Anordnung zur stereofonischen Aufnahme von Tönen mit Richtmikrofonen. DBP 856901, Kl. 21a², Gr. 16/03 (1938), (Inh. Klangfilm GmbH)

[11] Hack, E.: Mikrofonanordnung für die stereofonische Aufnahme von Tönen. DBP 856619, Kl. 21a², Gr. 16/03 (1942), (Inh. Klangfilm GmbH)

[12] Lauridsen, H., und Schlegel, F.: Stereofonie und richtungsdiffuse Klangwiedergabe. Gravesaner Blätter 2 (1956), H. 5, S. 28

[13] Lauridsen, H.: Das MS-Stereofonieverfahren und seine Anwendung zur Untersuchung raumakustischer Probleme. Bericht über die 4. Tonmeistertagung in Detmold, 1957, S. 31

[14] Bertram, K.: Aufnahmetechnik für kompatible Stereofonie. radio mentor 24 (1958), H. 9, S. 592–595

[15] Bertram, K.: Der Stereorichtungsmischer. Elektron. Rundschau 13 (1959), H. 10, S. 367–371

[16] Kleis, D.: Experimente zur Verbesserung der Raumwirkung. Bericht über die 3. Tonmeistertagung 1954, S. 37–40

[17] Keibs, L.: Zur Frage der Schallfeldverhältnisse in Aufnahmeräumen und ihrer Abbildung in den Wiedergaberaum. Techn. Mitteilungen des BRF 4 (1960), H. 4, S. 125–129

[18] McKnight, J. G.: Why Stereo? The Philosophy of Multichannel Recording of Music. Journal of The Audio Engineering Society. Vol. 8 (1960), H. 2, S. 87–90

[19] Junius, W.: Raumakustische Untersuchungen mit neueren Meßverfahren in der Liederhalle Stuttgart. Acustica (1959), H. 4, S. 289–303

[20] Schodder, G. R.: Über die Verteilung der energiereicheren Schallrückwürfe in Sälen. Akustische Beihefte (1956), H. 2, S. 445–465

[21] Schodder, G. R.: Vortäuschungen eines akustischen Raumeindruckes. Akustische Beihefte (1956), H. 2, S. 482–488

[22] Meyer, E.: Neuere Erkenntnisse auf dem Gebiet der Elektroakustik. ETZ-A Bd. 77 (1956), H. 21

Neuheiten der Nadeltontechnik

Die westdeutsche Schallplattenindustrie hat sich jetzt auf einen einheitlichen Schneidwinkel von 15° geeinigt. Entsprechend werden auch die Abtastsysteme gefertigt. Eine Wiedergabeverbesserung soll die elliptische Abtastnadel mit 5 μm Verrundungsradius bringen. Durch die verringerte Auflagefläche ergeben sich weniger Verzerrungen.

Da das Auflagegewicht auch verringert werden muß (etwa 1 p), bleibt abzuwarten, inwieweit sich diese Technik durchsetzt.

Akustische Rückkopplung bei AM-Empfängern

Dipl-Phys. HERBERT LIEBERMANN

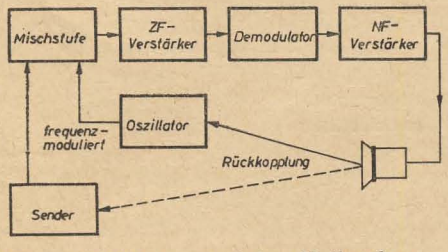
Einleitung

Immer wieder hat man es bei Entwicklungen mit der akustischen Rückkopplung zu tun. Sie tritt hauptsächlich bei hohen Frequenzen des Kurzwellenbereiches und bei Geräten mit kleinen Gehäuseabmessungen und relativ hoher Ausgangsleistung auf. In der TGL 200–7041 wird sie wie folgt definiert: „Die akustische Rückkopplung eines Hör-Rundfunkempfängers ist die Kopplung vom Lautsprecher auf Teile des Hör-Rundfunkempfängers sowohl durch die Luft als auch auf mechanischem Wege. Diese Rückkopplung kann in extremen Fällen ein Heulen hervorrufen".

Die folgenden Ausführungen sollen daher einen Einblick in das Problem der akustischen Rückkopplung geben, wobei einige theoretisch als auch praktisch interessante Probleme erwähnt werden.

Erklärung der akustischen Rückkopplung

Das Empfangsgerät sei auf einen Sender des KW-Bereiches eingestellt. Der Einfachheit halber soll das Signal des einfallenden Senders unmoduliert sein. Das Rauschen und Brummen des Lautsprechers regt Teile des Oszillators zu mechanischen Schwingungen an. Diese Schwingungen können sowohl zu geringen Kapazitätsänderungen als auch zu Änderungen der Induktivität führen. Beide haben eine Frequenzmodulation zur Folge. Durch das Sendersignal kann nun



Prinzipschaltbild der akustischen Rückkopplung

eine Mischung erfolgen. Das Frequenzmodulationssignal gelangt in die ZF-Stufe und nach Flankengleichrichtung in die NF-Stufe. Sind das Sendersignal (Einfluß je nach Regelkurve) und die Gesamtverstärkung des Gerätes (Lautstärkeregler weit genug aufgedreht) genügend groß, können diese niederfrequenten Schwingungen über den Lautsprecher so verstärkt zu den Oszillatorteilen gelangen, daß das System ins Schwingen gerät (Bild). Diese Schwingungen werden mitunter erst durch die Übersteuerung der Verstärkerstufen begrenzt. Da eine Flankengleichrichtung stattfindet, tritt die akustische Rückkopplung natürlich an den steilsten Stellen der Selektionskurve am stärksten auf.

Bei eingeschalteter Modulation treten zuerst Verzerrungen des Klangbildes auf, da infolge der Rückkopplung einzelne Frequenzen bevorzugt werden. In krassen Fällen kommt es zu einer Selbsterregung, die sich als Heulen (oder Röhrenklingen) äußert und einen weiteren Empfang unmöglich macht [1]. Die Unterdrückung der akustischen Rückkopplung durch die Modulation des HF-Eingangssignals ist bei $|U|_{eHF}$ = konstant vom Modulationsgrad und der Differenz von Modulations- und Mikrofoniefrequenz abhängig. Je höher der Modulationsgrad des HF-Eingangssignals, je größer die Differenz zwischen Modulationsfrequenz und der jeweiligen akustischen Rückkopplungsfrequenz und je später der Einsatzpunkt der akustischen Rückkopplung bei unmoduliertem Signal, desto größer ist die Unterdrückung der Rückkopplung.

Welche Frequenzen bei der akustischen Rückkopplung auftreten, hat verschiedene Ursachen:

1. ist bei der Übertragung durch die Luft der Abstand des Lautsprechers zum mechanisch schwingempfindlichsten Teil des Oszillators, z. B. dem Drehkondensator, von Einfluß. Es wird die Frequenz auftreten, bei der der Abstand zwischen diesem Teil und dem Lautsprecher gerade

$$\frac{2n+1}{4} \cdot \lambda$$

ist (n: ganzzahlig, λ: Wellenlänge). Infolge der räumlichen Ausdehnung der Schallquelle und des Oszillators können das mehrere Frequenzen sein,
2. werden die Frequenzen bevorzugt, die mit Eigenfrequenzen des Oszillators übereinstimmen und vom Gehäuse und Chassis am besten übertragen werden,
3. spielt die Stellung des Senders auf der Selektionskurve des Empfängers eine Rolle und
4. ist der Niederfrequenzgang des Gerätes wichtig.

Wie bei der rein elektronischen Rückkopplung hat man auch bei der akustischen Rückkopplung einen „harten und weichen" Schwingungseinsatz. Man spricht von hartem Schwingungseinsatz, wenn die Selbsterregung sprunghaft einsetzt [1]. Gerade beim harten Schwingungseinsatz stellt man beim Zurückdrehen des Lautstärkereglers ein stärkeres „Ziehen" fest, d. h., die Schwingungen setzen später aus, als sie beim Aufdrehen einsetzen.

Prüfung der Geräte auf akustische Rückkopplung

Meßprinzip

Auf den Eingang des Empfängers gibt man ein unmoduliertes Kurzwellensignal ($|U|_{eHF}$ = 100 mV nach TGL 200–7041), stimmt das Gerät auf den Sender ab und dreht den Lautstärkeregler und Klangregler auf. Danach stellt man die maximale Trennschärfe ein und verstimmt das Gerät etwas, um die Empfindlichkeit für die akustische Rückkopplung zu erhöhen. Es kann jetzt zur akustischen Rückkopplung kommen. Man dreht dann den Lautstärkeregler so weit zurück, daß gerade keine Akustik mehr auftritt, schaltet die Modulation des Senders ein und erhält so je nach Stellung des Lautstärkereglers eine bestimmte Ausgangsleistung. Je geringer die Ausgangsleistung ist, um so empfindlicher ist dann das Gerät gegenüber akustischer Rückkopplung (ausführlicher siehe TGL 200–7041).

Aus den vorhergehenden Ausführungen ist zu ersehen, daß beim Vergleich von Geräten entweder von „oben nach unten" (wie soeben im Meßprinzip beschrieben) oder umgekehrt geprüft werden muß, d. h., man dreht den Lautstärkeregler so weit auf, daß akustische Rückkopplung gerade noch nicht eintritt und mißt dann die Ausgangsleistung.

Streuungen der Meßergebnisse

Bei Wiederholung der Prüfung trifft man nicht wieder die gleiche bzw. steilste Stelle auf der Flanke, denn gerade bei dem Kurzwellenbereich, der nicht über eine KW-Lupe verfügt, ist das Einstellen auf die gleiche Stelle der Flanke kritisch. Falls die Selektionskurve unsymmetrisch ist, ergeben sich auf den beiden Flanken unterschiedliche Einsatzpunkte der akustischen Rückkopplung. Die Geschwindigkeit des Durchlaufens der Selektionskurve und des Aufdrehens des Lautstärkereglers ist ebenfalls von Einfluß, da sie unterschiedliche Frequenzzusammensetzungen (Fourierzerlegung) ergeben, die sowohl der Tonhöhe als auch dem Einsatzpunkt nach zu verschiedenen Ergebnissen führen können.

Außerdem ist für die akustische Rückkopplung eine gewisse Einschwingzeit nötig, die mitunter größer als 1 s ist. Äußere Störimpulse, sowohl akustischer als auch elektronischer Art, können ebenfalls zu Meßdifferenzen führen. Eine Prüfmethode, bei der die Modulation des Senders impulsmäßig mit einer Folge von einigen Hz ein- und ausgeschaltet wird, beseitigt einen Teil der Fehlerquellen.

Beim Aufbau der Prüfanordnung im Labor ist darauf zu achten, daß ein möglichst „akustiksicherer" Sender, z. B. der HF-Meßgenerator Typ 2159, genommen wird, der in größerer Entfernung vom Rundfunkgerät auf eine weiche Unterlage, z. B. Filz, gestellt wird. Diese Maßnahmen sollen Rückkopplungen durch die Luft als auch über die HF-Leitung und die Tischplatten vermeiden.

Beseitigung bzw. Verminderung der akustischen Rückkopplung

Wichtig ist ein stabiler Aufbau des Oszillators, damit sich die Frequenz bei mechanischen Erschütterungen nicht ändert. Der Drehkondensator besitzt zweckmäßig stärkere Platten als die Vorkreiskondensatoren und ferner ist ein großer Plattenabstand vorteilhaft, da dann Be-

wegungen der Platten geringere Kapazitätsänderungen verursachen [1]. Da im allgemeinen bei den tieferen Tönen die Rückkopplung zuerst einsetzt, hilft man sich damit, daß man bei dem betreffenden KW-Bereich die tiefen Töne schwächt. Um festzustellen, ob der Drucktastenschalter oder Drehkondensator die Hauptursache für die akustische Rückkopplung ist, ist es ratsam, das Oszillatorpaket des Drehkos durch einen Festkondensator zu ersetzen (Sender und Vorkreis auf die Frequenz OF–ZF abstimmen).
Beim Tastensatz helfen stabile Verdrahtung des Oszillatorteils, kurze Endenlängen der Kondensatoren und Oszillatorspulen und festsitzende Spulenkerne. Der Vorkreis hat infolge seiner Breitbandigkeit bei KW keinen nachweisbaren Einfluß auf die akustische Rückkopplung. Gedruckte Schaltungen des Tastensatzes beschränken die Aufmerksamkeit für die akustische Stabilität nur noch auf den Drehko bzw. das Variometer und die Mischröhre. Japan propagiert bereits Abstimmdioden für UHF-Tuner und Abstimmdioden mit einer Kapazitätsvariation von 15 pF bis 300 pF für den MW-Bereich [3]. Beim Einsatz solcher Dioden im KW-Bereich wäre dann das Problem der akustischen Rückkopplung bereits gelöst.
Das Verwachsen der Oszillatorspulenenden und der Leitungen sowie des Spulenkerns und das Auswechseln der Mischröhre bringen bei nicht zu schwingempfindlichem Drehko ebenfalls merkliche Verbesserungen.

Maßnahmen
beim Drehkondensator

Bei der Übertragung der Schallenergie durch das Gehäuse bzw. das Chassis, verhält sich die Intensität nur umgekehrt proportional mit der Entfernung von der Schallquelle, während sie bei Übertragung durch die Luft bei freier Ausbreitung umgekehrt proportional mit dem Quadrat der Entfernung sein sollte. Hierbei ist in beiden Fällen die Absorption vernachlässigt. Im Gehäuse des Rundfunkempfängers ist eine freie allseitige Ausbreitung des Schalles nicht vorhanden, d. h., es findet eine langsamere Verminderung der Schallintensität statt. Man muß also sowohl die Übertragung durch das Chassis als auch durch die Luft verhindern. Um nun den Übertritt der Schallenergie sowohl vom Gehäuse auf das Chassis als auch vom Chassis auf die Oszillatorteile zu verhindern, muß man eine Zwischenschicht mit einem kleinen Schallwellenwiderstand verwenden, z. B. Filz, Gummi, Kork oder eine Luftschicht. Der Übertritt der Schallenergie erfolgt um so ungehinderter, je weniger sich die Schallwellenwiderstände der beiden Mittel unterscheiden [2].
Betrachten wir bei der Übertragung durch die Luft den Oszillatorteil, z. B. den Drehko, als mechanischen Oszillator mit gedämpften, erzwungenen Schwingungen. Seine Amplitude, also die Schwingungen der Platten, ist um so kleiner, je größer seine Masse ist. Demzufolge könnte man den Drehko möglichst stabil über eine große Fläche mit dem Chassis verbinden, um so eine größere Masse zu erhalten. Das ist eine Maßnahme, die der schon weiter oben genannten Verwendung einer Zwischenschicht entgegen läuft. Je nach Gerät erweist sich einmal die erste, ein andermal die zweite Methode als etwas günstiger. Um nun sowohl die Übertragung durch das Chassis als auch durch die Luft zu verhindern, wurde z. B., wie in [4] angegeben ein AM/FM-Abstimmaggregat in verschiedene Geräte eingesetzt. Als Vorteile dieses kompakten technisch gut durchkonstruierten Bausteins ergibt sich keine akustische Beeinflussung, da das gesamte Aggregat mit dem AM-Drehkondensator federnd aufgehängt ist und nicht gegeneinander schwingen kann.
Man kann auch mit einem „akustisch schlechten" Drehko durch eine stabile Haube, die genau abschließt und vollkommen fest auf dem Drehko sitzt, gute Ergebnisse erzielen, wenn man den Drehko außerdem noch über eine Zwischenschicht aus Filz auf dem Chassis befestigt.

Literatur

[1] Pitsch, H.: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Bd. I und II. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig

[2] Grimsehl: Lehrbuch der Physik, Bd. I. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig

[3] Halbleiter verdrängen althergebrachte Bauelemente. Funkschau 37 (1965), H. 2, S. 25

[4] Rosinen aus Schaltungs- und Aufbautechnik Funktechnik 6 (1951), H. 16, S. 438

Dimensionierungshinweise für stereotüchtige ZF-Verstärker

H. FLORIN

Im nachfolgenden Beitrag wird der quantitative Zusammenhang zwischen der ZF-Bandbreite und der Übersprechdämpfung, die das härteste Kriterium bei der HF-Stereofonie darstellt, näherungsweise angegeben.
Des weiteren wird eine Abschätzung über die Wahl einer geeigneten Begrenzerkombination gegeben.

Allgemeine Betrachtungen

In letzter Zeit gewinnt die hochfrequente Rundfunkübertragung von Zweikanalstereofonie an Bedeutung. Das dabei angewandte Pilottonverfahren soll hier als bekannt vorausgesetzt werden. Über geeignete Decoderschaltungen ist in der Fachpresse ebenfalls ausführlich berichtet worden. Weniger häufig wurde die Funktionsgruppe des ZF-Verstärkers erwähnt. Es muß aber davor gewarnt werden, vom zusätzlichen Einbau eines Decoders allein bereits einen genußreichen Stereoempfang zu erwarten. Vielmehr bringt erst das Zusammenwirken aller entsprechend bemessenen Funktionsgruppen den gewünschten Effekt.
Das härteste Kriterium bei Stereoempfang stellt das der Übersprechdämpfung dar. Bei Verwendung eines einwandfreien Decoders ist die erreichbare Übersprechdämpfung durch den Amplituden- und Phasengang der vorgeschalteten Vierpole bestimmt. Von diesen soll hier nur der ZF-Verstärker betrachtet werden.

Bemessung der ZF-Bandfilter

Die üblichen ZF-Verstärker verwenden fast ausschließlich Bandfilterkopplung gemäß dem Wechselstromersatzschaltbild Bild 1. Für einen solchen Verstärker wird ein auf die Bandmitte normierter Übertragungsfaktor

$$\ddot{u} = \frac{F}{F + j\,2\Omega - \Omega^2} \qquad (1)$$

angegeben.
Es bedeuten:

$$F = (1 + k^2)\,\frac{d_1 \cdot d_2}{\frac{d_1 + d_2}{2}} \qquad (2)$$

mit

$$k = \frac{y}{\sqrt{g_1 g_2}} \qquad (3)$$

(normierte Kopplung) und

$$d_1 = \frac{g_1}{\omega_0 C_1}; \qquad (4) \qquad d_2 = \frac{g_2}{\omega_0 g_2} \qquad (5)$$

mit

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

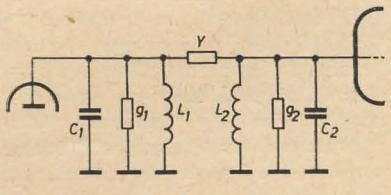


Bild 1: Wechselstromersatzschaltbild der Bandfilterkopplung

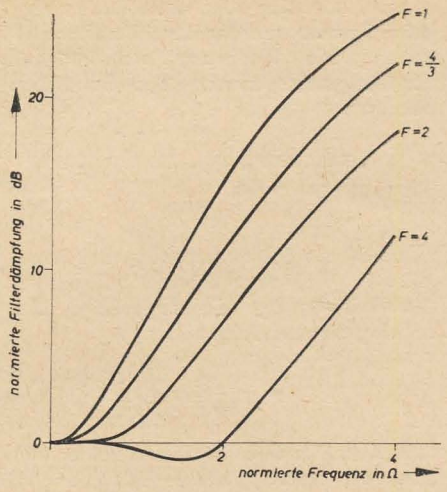


Bild 2: Amplitudengang eines einstufigen Bandfilterverstärkers

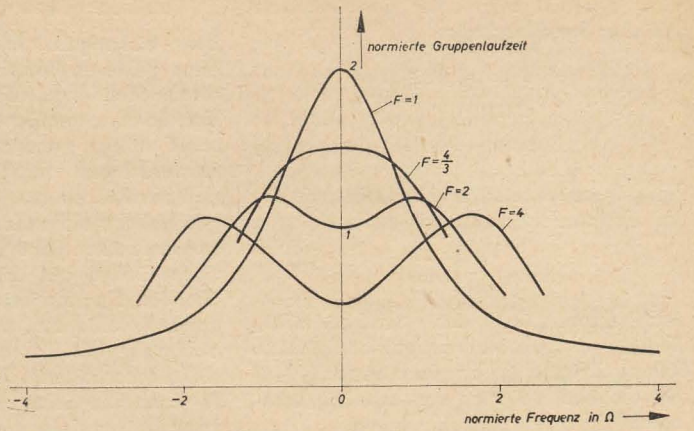


Bild 3: Gruppenlaufzeit

als Bandmittenfrequenz sowie

$$\Omega = \frac{\frac{2\,(\omega - \omega_0)}{\omega_0}}{\frac{d_1 + d_2}{2}} \qquad (6)$$

(normierte Frequenz)

Daraus erhält man die Dämpfung

$$\frac{1}{|\ddot{u}|} = \sqrt{\frac{F^2 + \Omega^4 - 2\,\Omega^2\,(F-2)}{F^2}} \qquad (7)$$

und die normierte Gruppenlaufzeit

$$t_g = \frac{d\,\varphi}{d\,\Omega} = \frac{2\,(F + \Omega^2)}{F^2 - 2\,(F-2)\,\Omega^2 + \Omega^4} \qquad (8)$$

Bild 2 zeigt die in Frage kommenden Formfaktoren F den Amplitudengang für einen einstufigen Bandfilterverstärker, Bild 3 die zugehörige Gruppenlaufzeit. Der Amplitudengang ist für die Übertragung des Signals zunächst von untergeordneter Bedeutung, da er durch Begrenzung als genügend geebnet angenommen werden kann. Allerdings hängt die erreichbare Selektion (Unterdrückung von Nachbarsendern) von ihm ab. Für die Signalübertragung ist das Gruppenlaufzeitverhalten ausschlaggebend. Am Eingang des ZF-Verstärkers liegt ein Signal der Form

$$u = U_0 \sin [\omega_0 + \Delta\omega\,(\cos \omega_n t + \cos \omega_n t \cos \omega_t t)]\,t \qquad (9)$$

Darin bedeutet $f_n = \omega_n/2\pi$ eine Tonfrequenz und $f_t = \omega_t/2\pi$ die Hilfsträgerfrequenz (38 kHz). Weiterhin wurde angenommen, daß nur ein Kanal ausgesteuert wird. Ein Gemisch der Gl. (9) läßt sich bei kleinem Modulationsindex gemäß Bild 4 spektral zerlegen. Die normierte Gruppenlaufzeitschwankung bezogen auf die Mittelfrequenz f_0 ist dann

$$\Delta t_g = t_{go}\,\frac{2\,(F + \Omega^2)}{F^2 - 2\,(F-2)\,\Omega^2 + \Omega^4} - \frac{2}{F} \qquad (10)$$

Als günstigsten Kompromiß zwischen geringer Gruppenlaufzeitschwankung, guter Selektion und geringen Amplitudenschwankungen im Übertragungsbereich wird man einen Formfaktor F = 2 (kritische Kopplung) wählen. Vergegenwärtigt man sich noch, daß Ω in den praktisch vorkommenden Fällen < 0,5 ist, erhält man als gute Näherung

$$\Delta t_g \approx t_{go} \cdot \frac{1}{2}\,\Omega^2 \qquad (11)$$

Für eine Kreisfrequenz ω ist der zu Δt_g gehörende Winkel

$$\varphi = \omega\,\Delta t_g = \omega^3\,\frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2} \qquad (12)$$

wenn ω_F die Kreisfrequenz für $\Omega = 1$ ist. Nach Passieren eines Bandfilters hat der Ausdruck innerhalb der runden Klammer von Gl. (9), der ja die Modulation enthält, unter Anwendung von Gl. (12) und Zerlegung in die Spektralfrequenzen die relative Form (siehe Gl. 13), unten).

Die Vorgänge bei der Decodierung werden im wesentlichen durch Multiplikation von Gl. (13) mit

$$\frac{1}{2} \pm \cos\,(\omega_t t - x\,\omega_t) \qquad (14)$$

beschrieben. Dabei ist x eine noch zu bestimmende Laufzeit, die man bei der Decodierung dem Hilfsträger erteilt, um optimale Übersprechdämpfung zu erzielen. Praktisch stellt man den zu x gehörenden optimalen Phasenwinkel einfach durch Verdrehen der Filterkerne an den Hilfsträgerkreisen des Decoders ein. Das

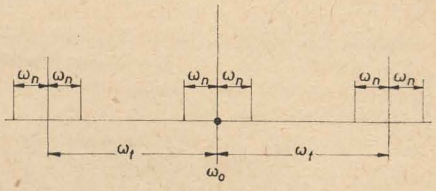


Bild 4: Spektrale Zerlegung der Gl. (9)

+ oder − Vorzeichen in Gl. (14) gilt für den einen bzw. für den anderen Kanal. Man erhält dann unter Fortlassung der höherfrequenten Decodierungsanteile, die ja durch das Deakzentuierungsglied abgesiebt werden (siehe Gl. 15, unten):

Das Verhältnis der Wurzelausdrücke einmal mit positivem, zum anderen mit negativem Vorzeichen vor dem letzten Summanden des Radikanten ergibt die Übersprechdämpfung. Mit Hilfe der Differentialrechnung läßt sich nachweisen, daß für

$$x = \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(\omega_t^2 + 3\,\omega_n^2 + 3\,\omega_t\,\omega_n) \qquad (16)$$

die Übersprechdämpfung ein breites Maximum hat. Für kleine Winkel

$$\frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2} \cdot 3\,\omega_t^2\,\omega_n$$

für die ein Stereoempfang sowieso nur sinnvoll ist, erhält man eine Übersprechdämpfung

$$D_{max} \approx \frac{4\,\omega_F^2}{t_{go} \cdot 3\,\omega_t^2 \cdot \omega_n} \qquad (17)$$

Setzt man in Gl. (17) noch für

$$t_{go} = \frac{4}{\omega_0\,(d_1 + d_2)} \qquad (18)$$

$$\cos\left(\omega_n t - \omega_n^3 \cdot \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\right) + \frac{1}{2}\cos\left[(\omega_t + \omega_n)\,t - (\omega_t + \omega_n)^3 \cdot \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\right] + \frac{1}{2}\cos\left[(\omega_t - \omega_n)\,t - (\omega_t - \omega_n)^3 \cdot \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\right] \qquad (13)$$

$$\frac{1}{2}\cos\left(\omega_n t - \omega_n^3\,\frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\right) \pm \left\{\frac{1}{4}\cos\left[\omega_n t - \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(\omega_t + \omega_n)^3 + x\,\omega_t\right] + \frac{1}{4}\cos\left[\omega_n t + \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(\omega_t - \omega_n)^3 - x\,\omega_t\right]\right\}$$

$$= \frac{1}{2}\cos\left(\omega_n t - \omega_n^3\,\frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\right) \pm \frac{1}{2}\cos\left[\omega_n t - \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(3\,\omega_t^2\,\omega_n + \omega_n^3)\right] \cdot \cos\left[x\,\omega_t - \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(\omega_t^3 + 3\,\omega_t\,\omega_n^2)\right]$$

$$= \frac{1}{2}\cos\omega_n t \cdot \sqrt{1 + \cos^2\left[x\,\omega_t - \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(\omega_t^3 + 3\,\omega_t\,\omega_n^2)\right] \pm 2\cos\left[x\,\omega_t - \frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2}\,(\omega_t^3 + 3\,\omega_t\,\omega_n^2)\right]\cos\left(\frac{t_{go}}{2\,\omega_F^2} \cdot 3\,\omega_t^2\,\omega_n\right)} \qquad (15)$$

ein, so erhält man unter der Annahme gleicher Bandfilterkreise

$$d_1 = d_2 = \frac{g}{\omega_0 C}$$

$$D_{max} \approx \frac{2\,\omega_F^2 \cdot g}{3\,\omega_t^2 \cdot \omega_n \cdot C} \qquad (19)$$

Bei einem vierstufigen Bandfilterverstärker ist dann entsprechend

$$D_{4max} = \frac{1}{4} D_{max}$$

Man erkennt, daß mit wachsendem ω_n $D_{4\,max}$ umgekehrt proportional fällt. Zweckmäßig wird deshalb x nach Gl. (16) für die höchste noch stereofonisch wirksame Signalfrequenz bemessen.
Nach tieferen Frequenzen zu wächst dann D_4 im wesentlichen monoton, da trotz nicht optimaler Einstellung von x für diese Frequenzen die Laufzeiteinflüsse linear mit der Frequenz abnehmen. Aus den Gln. (5) und (6) findet man für g/C $= 2\,\omega_F$. Daraus folgt

$$D_{4max} \approx \frac{\omega_F^3}{3\,\omega_t^2 \omega_n} \qquad (20)$$

Bei einem vierstufigen Verstärker läßt sich für den -3 dB Punkt „über alles" ein $\Omega \approx 0{,}93$ errechnen. Dann gilt die Relation

$$\frac{0{,}93}{1} = \frac{2\,\pi \cdot \frac{B}{2}}{\omega_F} \qquad (21)$$

wenn B die Bandbreite „über alles" ist. Setzt man Gl. (21) in Gl. (20) ein, erhält man schließlich

$$B \approx \sqrt[3]{D_{4max} \cdot 0{,}93^3 \cdot 24 \cdot f_t^2 \cdot f_n} \qquad (22)$$

Im Bild 5 ist B als Funktion von $D_{4\,max}$ für $f_n = 10$ kHz aufgetragen. Aus Bild 5 ist zu entnehmen, daß etwa 30 dB Übersprechdämpfung bei 10 kHz für eine ZF-Bandbreite von 200 kHz (-3 dB) „über alles" zu erreichen sind. Nimmt man für den nachfolgenden Decoder den gleichen Wert an, ergeben sich insgesamt etwa 24 dB. Durch frequenzabhängige Kompensation nach dem Decoder läßt sich dieser Wert relativ stabil und über einen weiten Frequenzbereich noch um etwa 6 dB verbessern, was für guten Stereoempfang ausreichende Werte der Übersprechdämpfung ergibt.

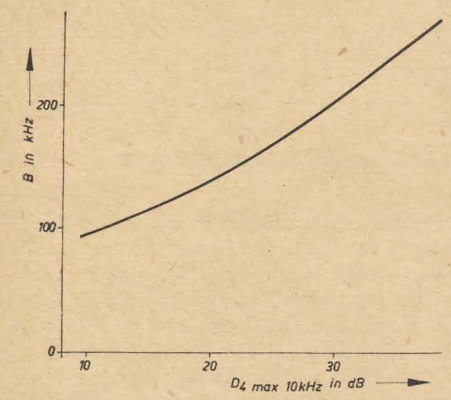


Bild 5: Bandbreite in Abhängigkeit von D_{4max} für $f_n = 10$ kHz

ZF-Verstärkerröhren

Die bisherigen Erläuterungen lassen ohne größeren Beweis erkennen, daß nur einwandfrei neutralisierte, stabile ZF-Verstärker stereotüchtig sein können, da sonst völlig unkontrollierbare Laufzeitschwankungen auftreten. Das bedeutet, daß nur Röhren mit geringen Rückwirkungen bei ausreichender Steilheit verwendet werden sollten (EF 89, UF 89). Einen wichtigen Einfluß auf die Filtercharakteristik übt die Eingangskapazität der nachfolgenden Röhre aus, da sie katodenstromabhängig ist. Durch Hinzufügen eines nichtüberbrückten Katodenwiderstandes R_k kann die Schwankung der Eingangskapazität verkleinert werden. Bild 6 zeigt den Einfluß von R_k bei einer EF 89, die jeweils zwischen 0 und vollem Anodenstrom (12 mA) betrieben wird. Durch R_k verkleinert sich die Stufenverstärkung um den Faktor

$$\frac{1}{1 + S \cdot R_k}$$

wenn S die Arbeitssteilheit der Röhre ist.

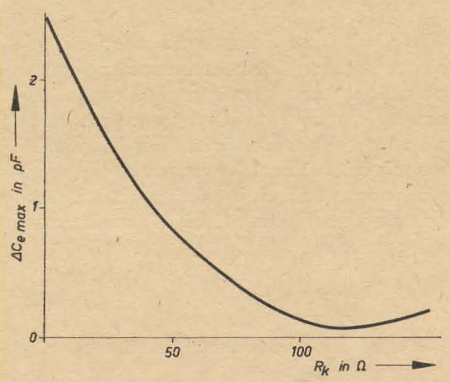


Bild 6: Einfluß des Katodenwiderstandes auf die Eingangskapazität

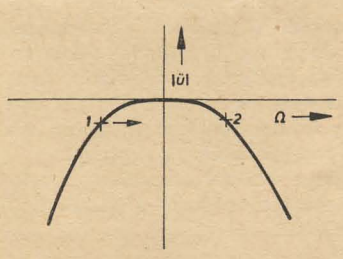


Bild 7: Schematische Darstellung der Begrenzung

Dimensionierung der Begrenzerzeitkonstante

Vom Interesse ist weiterhin die richtige Bemessung der Begrenzerkombination. Bewegt sich z. B. der Träger sehr rasch von Punkt 1 nach Punkt 2 gemäß Bild 7 (Vollaussteuerung bei hohen Frequenzen), so kann sich die RC-Begrenzerkombination in der Höhe von Punkt 2 nicht rasch genug entladen. Die Röhre wird zeitweilig völlig gesperrt. Akustisch äußert sich das als sogenannter Spuckeffekt. Die Entladung der Begrenzerkombination muß also mindestens so schnell erfolgen können, wie sich Amplitudenänderungen beim Durchfahren der Bandfilterkurve ergeben. Die Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung des Bandfilters beträgt

$$\frac{du}{dt} = \frac{du}{d\,\Omega} \cdot \frac{d\,\Omega}{dt} = U_0 \cdot \frac{d}{d\,\Omega}(|\ddot{u}|^4) \cdot \frac{d\,\Omega}{dt} \qquad (23)$$

wenn U_0 die Spitzenspannung bei Bandmitte ist. Bei einer Signalbandbreite $B_s = 53$ kHz beträgt die zugehörige Einschwingzeit nach Küpfmüller

$$\tau \approx \frac{1}{2\,B_s} \approx 10\,\mu s$$

d. h., das Signal kann sich in keiner kürzeren Zeit als 10 μs von $-\Omega_s$ nach $+\Omega_s$ bewegen, wenn Ω_s die normierte Frequenz ist, die zum maximalen Frequenzhub gehört (75 kHz). Bei einem angenommenen vierstufigen ZF-Verstärker mit kritischer Kopplung gilt die Beziehung

$$\Omega_s \approx 0{,}93 \cdot \frac{75\text{ kHz}}{B/2} \qquad (24)$$

Damit wird

$$\frac{d\,\Omega}{dt} = \frac{2\,\Omega_s}{10\,\mu s} \approx \frac{3{,}7 \cdot 75\text{ kHz}}{10\,\mu s \cdot B} \qquad (25)$$

Für

$$\frac{d}{d\,\Omega}(|\ddot{u}|^4)$$

findet man aus Gl. (7) mit F = 2

$$\frac{d}{d\,\Omega}(|\ddot{u}|^4) = -\frac{2\,\Omega^3}{\left(1 + \frac{1}{4}\Omega^4\right)^3} \qquad (26)$$

und man erhält für den ungünstigsten Fall $\Omega = \Omega_s$

$$\frac{du}{dt} = -U_0 \cdot \frac{4\,\Omega_s^4}{10\,\mu s\left(1 + \frac{1}{4}\Omega_s^4\right)^3} \qquad (27)$$

Die Änderungsgeschwindigkeit der Spannung am RC-Glied selbst beträgt näherungsweise

$$\left.\frac{du}{dt}\right|_{RC} \approx -\frac{U_0}{RC} \qquad (28)$$

Fortsetzung auf Seite 339

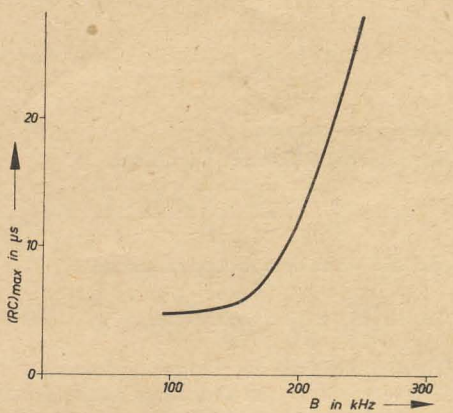


Bild 8: RC_{max} als Funktion der Bandbreite

RÖHRENINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK BERLIN (WF)

K. STURM 22

Doppeltrioden ECC 865 ECC 960 ECC 962

Die aufgeführten Doppeltrioden sind Röhren mit langer Lebensdauer, engen Toleranzen der elektrischen Parameter, außerdem sind sie stoß- und vibrationsfest aufgebaut und besitzen eine zwischenschichtarme Spezialkatode.
Die Typen ECC 960 und ECC 962 werden besonders für Zählschaltungen und elektronische Rechenmaschinen empfohlen.
Die ECC 865 ist für industrielle Schaltungen als HF-Verstärker, Oszillator und Mischröhre im UKW-Bereich geeignet.
Die ECC 960 und ECC 962 sind jedoch nicht für solche Anwendungen bestimmt, die in bezug auf Mikrofonie oder Brumm kritisch sind. Es wird eine mittlere Lebensdauer von 10 000 Stunden (gemittelt über mindestens 100 Röhren) garantiert.
Die ECC 865 ist die Spezialausführung der ECC 85. Für die Röhren ECC 960 und ECC 962 wurde dem Hersteller das Gütezeichen „Q" erteilt.

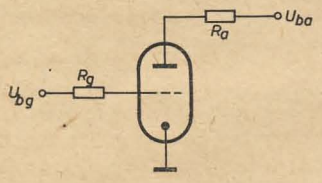


Bild 1: Betriebsschaltung

Betriebswerte der ECC 960 (je System) für Zählschaltungen
(Bild 1)

Anodenbetriebsspannung	U_{ba}	150 V
Außenwiderstand	R_a	20 kΩ
Gittervorwiderstand	R_g	50 kΩ
Gitterbetriebsspannung	U_{bg}	0 V
max. Anodenstrom	$I_{a\,max}$	6,2 mA
min. Anodenstrom	$I_{a\,min}$	5,0 mA
Differenz der Gittervorspannungen zwischen den Systemen I und II (I_a = 0,1 mA)	$\Delta U_{gI/II}$	≦ 2 V

Betriebswerte der ECC 962 (je System) für Zählschaltungen

a) System gesperrt (Bild 1)

Anodenbetriebsspannung	U_{ba}	150 V
Außenwiderstand	R_a	20 kΩ
Gitterbetriebsspannung	U_{bg}	— 10 V
Gittervorwiderstand	R_g	50 kΩ
max. Anodenstrom	$I_{a\,max}$	0,1 mA
Differenz der Gittervorspannung zwischen den Systemen I und II (I_a = 0,1 mA)	$\Delta U_{gI/II}$	≦ 2 V

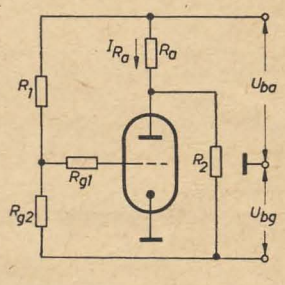
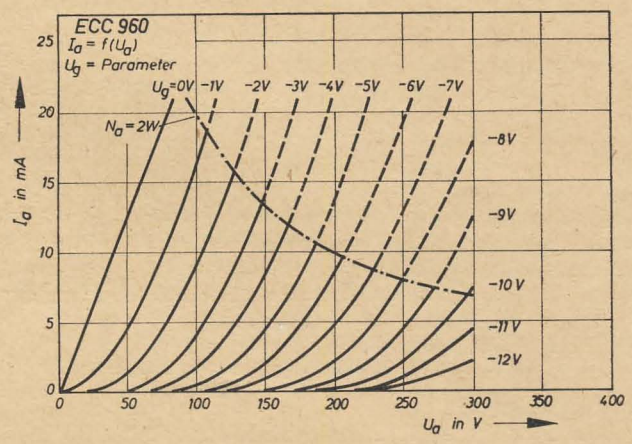
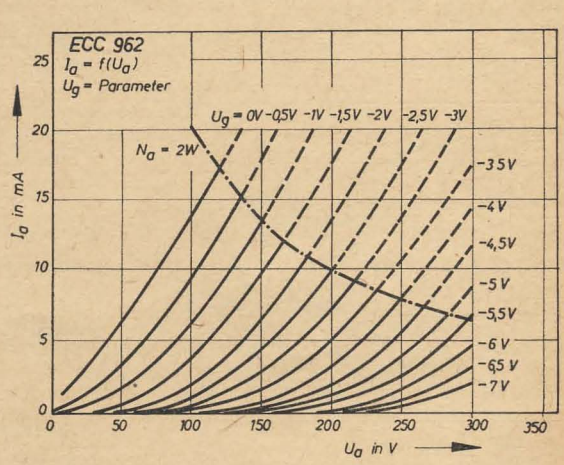


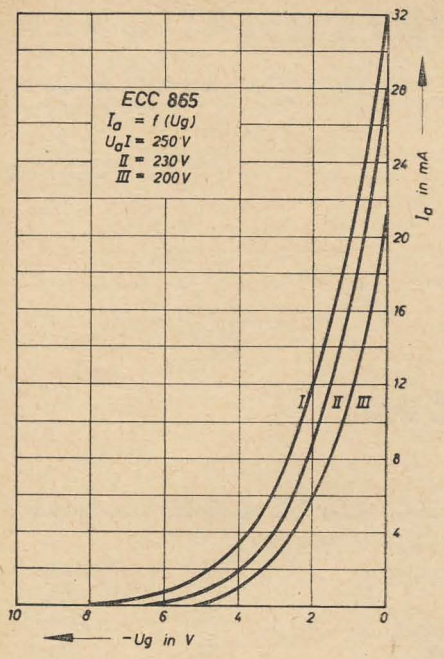
Bild 2: Betriebsschaltung

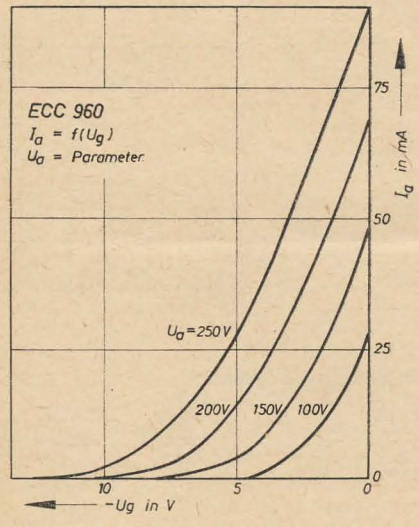
b) System stromführend (Bild 2)

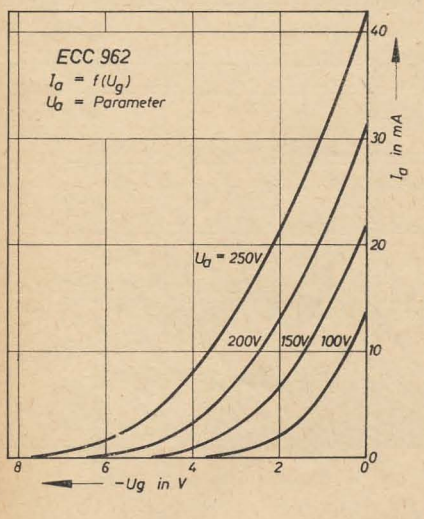
Anodenbetriebsspannung	U_{ba}	150 V
Außenwiderstand	R_a	20 kΩ
Gitterbetriebsspannung	U_{bg}	— 100 V
Gittervorwiderstand	R_{g1}	50 kΩ
	R_{g2}	500 kΩ
Widerstände für die Spannungsgegenkopplung	R_1	400 kΩ
	R_2	400 kΩ
max. Strom durch R_a	$I_{Ra\,max}$	5,9 mA
min. Strom durch R_a	$I_{Ra\,min}$	5,1 mA



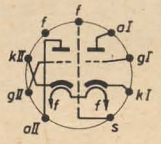
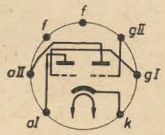
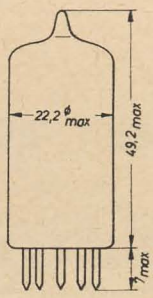
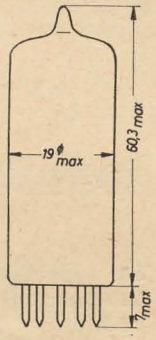








Technische Daten

	ECC 865	ECC 960	ECC 962
			
			
Masse in g	≈ 12	≈ 10	≈ 10
Röhren-Standard	TGL 200-8149	TGL 13756	TGL 13757
HEIZUNG			
indirekt geheizte Oxidkatode			
Heizspannung U_f in V	6,3	6,3	6,3
Heizstrom I_f in mA	≈ 435	400 ± 20	400 ± 20
STATISCHE WERTE und BETRIEBSWERTE			
Anodenbetriebsspannung U_{ba} in V	250	100	150
Katodenwiderstand R_k in Ω	200	250	200
Anodenstrom I_a in mA	10,0 ± 2,0	8,5 ± 2,0	8,5 ± 2,0
Steilheit S in mA/V	6,0 ± 1,2	6,0 ± 1,5	6,0 ± 1,5
Verstärkungsfaktor μ	58	27	50
Isolationsstrom zwischen Faden und Katode ($U_{f/k}$ = 100 V) $I_{f/k}$ in μA		≦ 15	≦ 15
Isolationswiderstand zwischen zwei beliebigen Elektroden R_{isol} in MΩ (U_{isol} = 300 V)		≧ 100	≧ 100
GRENZWERTE			
Anodenkaltspannung $U_{aL\,max}$ in V	550	600	600
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	250	300	300
Anodenbelastung $N_{a\,max}$ in W	2,3	2	2
Gitterimpulsspannung $-u_{gp\,max}$[1]) in V		200	200
Gittervorspannung U_g in V	− 100	− 100 ··· 0	− 100 ··· 0,5
Gitterimpulsstrom $i_{gp\,max}$[1]) in mA		1	1
Gitterstrom $I_{g\,max}$ in mA		0,25	0,25
Katodenimpulsstrom $i_{kp\,max}$[1]) in mA		75	75
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in mA	15	15	15
Gitterableitwiderstand bei automatischer Gittervorspannung $R_{g\,max}$ in MΩ	1	1	1
bei fester Gittervorspannung $R_{g\,max}$ in MΩ		0,5	0,5
Gitterstromeinsatz U_{ge} in V ($I_{ge} \leqq 0{,}3/\mu$A)		− 1,3	− 1,3
Spannung zwischen Heizer und Katode $U_{f/k\,max}$[2]) in V	100	100	100
Röhrenkolbentemperatur $t_{kolb\,max}$ in °C	180	170	170
KAPAZITÄTEN			
Eingang c_{eI} in pF	3,0 ± 0,5	3,4 ± 0,5	3,5 ± 0,9
c_{eII} in pF	3,0 ± 0,5	3,4 ± 0,5	3,5 ± 0,9
Ausgang c_{aI} in pF	1,1 ± 0,3	0,35 ± 0,07	0,3 ± 0,1
c_{aII} in pF	1,1 ± 0,3	0,48 ± 0,08	0,4 ± 0,1
Gitter/Anode $c_{gI/aI}$ in pF	1,9 ± 0,3	3,2 ± 0,5	2,6 ± 0,4
$c_{gII/aII}$ in pF	1,9 ± 0,3	3,0 ± 0,5	2,4 ± 0,4
Gitter/Faden $c_{gI/f}$ in pF		≦ 0,15	
$c_{gII/f}$ in pF		≦ 0,35	
Katode/Faden $c_{k/f}$		6,0 ± 1,2	
Zwischen den Systemen			
Anode I/Anode II $c_{aI/aII}$ in pF		≦ 1,4	≦ 2,0
Gitter I/Gitter II $c_{gI/gII}$ in pF		≦ 0,25	≦ 0,29
Anode I/Gitter II $c_{aI/gII}$ in pF		≦ 0,35	
Gitter I/Anode II $c_{gI/aII}$ in pF		≦ 0,15	

[1]) Impulszeit $t_p \leqq 10$ ms [2]) vorzugsweise $U_{-f/k}$

radio und fernsehen	Gleichspannungsstabilisation mit Zenerdioden (2)	Bd. Rg. 3 Blatt 2
14 (1965) H. 11	Labor- und Berechnungsunterlagen	DK 621.3.072.2

2.3. Dynamisches Verhalten

Als Haupteinflußgröße beim dynamischen Betrieb ist das thermische Übergangsverhalten zu berücksichtigen. Weitere Einflußgrößen wie Sperrschichtkapazität und elektrische Trägheit wirken erst ab etwa 100 kHz und können für die Gleichspannungsstabilisierung entfallen.
Der Verlauf $U_z = f(I_z)$ ist unterschiedlich, wenn man Messungen durchführt

a) bei konst. Umgebungstemperatur (statisch), wobei die Änderungsgeschwindigkeit des Stromes so gewählt ist, daß die Diode einschließlich Gehäuse thermisch folgen kann;

b) in einer Zeit, die klein ist gegen die thermische Zeitkonstante, so daß die Diode thermisch nicht folgen kann.

Aus Bild 5 ergibt sich, daß man für beide Fälle verschiedene wirksame differentielle Widerstände erhält. Es ist für positiven T_K $r_{z\,50} < r_{z-}$, wobei $r_{z\,50}$ der elektrische Zenerwiderstand, gemessen mit 50 Hz bedeutet. Für den statischen Fall erhält man bei Berücksichtigung eines positiven T_K folgenden wirksamen differentiellen Zenerwiderstand:

$$\frac{dU_z}{dI_z} = r_{z-} = \left(\frac{\partial U_z}{\partial I_z}\right)_T + \left(\frac{\partial U_z}{\partial T}\right)_{I_z} \cdot \frac{dT}{dI_z} \qquad (17)$$

$$= \left(\frac{\partial U_z}{\partial I_z}\right)_T + U_z^2 \cdot T_K \cdot R_{th} \qquad (18)$$

R_{th} ≙ Gesamtwärmewiderstand (Zenerdiode + Kühlfläche)
Mit

$$U_z^2 \cdot T_K \cdot R_{th} = r_{z\,th} = \text{therm. Zenerwiderstand} \qquad (19)$$

und

$$\left(\frac{\partial U_z}{\partial I_z}\right)_T = r_{z\,50} = \text{elektr. Zenerwiderstand bei 50 Hz} \qquad (20)$$

wird

$$\frac{dU_z}{dI_z} = r_{z-} = r_{z\,50} + r_{z\,th} \qquad (21)$$

r_{z-} kann man somit als wirksamen differentiellen Gesamtzenerwiderstand im thermisch eingeschwungenen Zustand auffassen. Beim Ausgleich von langsamen Netzschwankungen ist der niedrige elektr. Zenerwiderstand weniger von Bedeutung. Er spielt eine entscheidende Rolle, wenn es um die sog. Brummverbesserung geht (Ersatz für Siebkondensatoren) sowie um das Auffangen schneller statistischer Netzschwankungen. Für diese Fälle ist es wichtig, die Zeitkonstante der Stabilisierungsschaltung oder das Übergangsverhalten zu kennen. Unter Beachtung der wirksamen Zeitkonstanten τ wird man bei Zenerdioden mit positivem T_K prinzipiell einen Verlauf nach Bild 6 erhalten. Bild 6a zeigt den Zenerstrom I_z als Funktion von t mit einem Stromsprung ΔI_z und Bild 6b die Differenz der Zenerspannung ΔU_z bei einem Stromsprung ΔI_z. Dafür ergibt sich die im Bild 7 gezeigte Ersatzschaltung.
Die mathematische Darstellung des Spannungsverlaufes ΔU_z

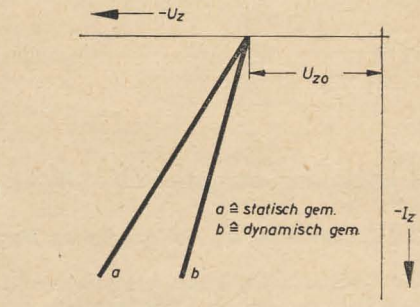


Bild 5

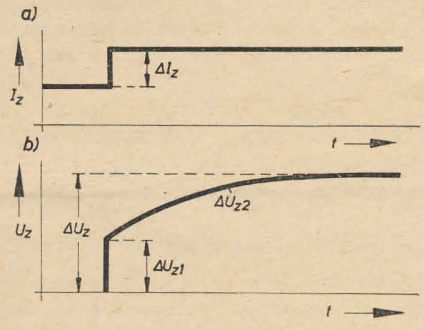


Bild 6

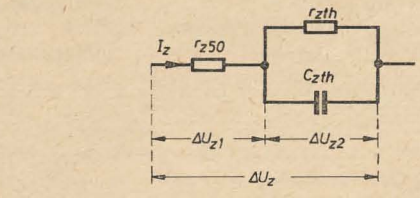


Bild 7

mit Stromeinprägung lautet

$$\Delta U_z = \Delta U_{z1} + \Delta U_{z2} \qquad (22)$$

mit

$$\Delta U_{z2} = \Delta I_z \cdot r_{z\,th}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \qquad (23)$$

Analog zum therm. Zenerwiderstand kann man eine therm. Zenerkapazität $C_{z\,th}$ definieren, so daß folgende therm. Zeitkonstante gilt:

$$\tau = r_{z\,th} \cdot C_{z\,th} \qquad (24)$$

Die Komponenten der Zeitkonstanten τ berechnen sich zu

$$C_{z\,th} = \frac{K}{U_z^2 \cdot T_K} \qquad (25)$$

K ≙ Wärmekapazität des Systems (Zenerdiode + Kühlfläche)

$$r_{z\,th} = U_z^2 \cdot T_K \cdot R_{th} \qquad (26)$$

Für den Spannungsverlauf an den Klemmen gilt nach Gl. (22)

$$\Delta U_z = \Delta I_z \left[r_{z\,50} + r_{z\,th}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)\right] \qquad (27)$$

Streng genommen bestimmt sich die Zeitkonstante τ aus einer Reihe von RC-Gliedern. Meßtechnisch erfassen lassen sich nur zwei Zeitkonstanten, nämlich τ_1 (Kristall) und τ_{th} (Gehäuse und Füllung). τ_1 ist dabei so klein, daß man es in der Praxis vernachlässigen kann, so daß $\tau_{th} = \tau$ wird. Für eine Zenerdiode mit therm. Übergangsverhalten ergibt sich die im Bild 8 vereinfachte Ersatzschaltung.

Bild 8

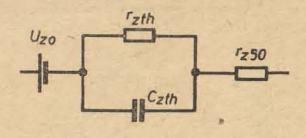
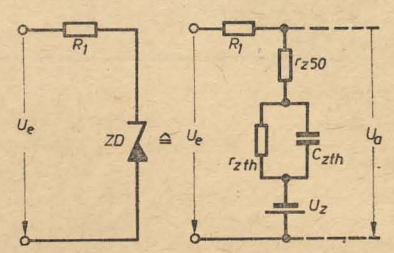


Bild 9 zeigt die ersatzschaltbildmäßige Darstellung der Stabilisierungsschaltung mit therm. Größen. Der Stabilisierungsfaktor S für langsame Eingangsspannungsschwankungen ergibt sich daraus zu

$$S = \frac{\frac{dU_e}{U_e}}{\frac{dU_a}{U_a}} = \frac{U_a}{U_e}\left(1 + \frac{R_1}{r_{z50} + r_{z\,th}}\right) \qquad (28)$$

Bild 9



Ist der Gleichspannung U_e eine Wechselkomponente von 50 Hz überlagert, dann wird diese durch die Zenerdiode geglättet. Der Glättungsfaktor ergibt sich zu

$$G = \left.\frac{dU_e}{dU_a}\right|_{50\,Hz} = 1 + \frac{R_1}{r_{z50}} \qquad (29)$$

Aus dem Ersatzschaltbild ist zu ersehen, daß $r_{z\,th}$ infolge des von $1/\omega C_{z\,th}$ verursachten Kurzschlusses praktisch für Wechselspannungen wirkungslos wird und vernachlässigt werden kann.

3. Dimensionierungsrichtlinien für Stabilisierungsschaltungen

3.1. Dimensionierung bei gegebener Eingangsspannung

Sind die Größen $I_{a\,max}$, $I_{a\,min}$, $I_{z\,max}$, $I_{z\,min}$, $U_{e\,max}$, $U_{e\,min}$ und U_a gegeben, so berechnen sich die Grenzwerte für R_1 nach den Gln. (5) und (7). Realisierungsbedingung: $R_{1\,max} \geqq R_{1\,min}$. Zweckmäßigerweise wählt man für R_1 einen Wert, der etwa in der Mitte zwischen den Grenzwerten liegt. Er muß für die Leistung

$$N_{R\,max} = (U_{e\,max} - U_a)(I_{z\,max} + I_{a\,min}) \qquad (30)$$

dimensioniert werden. (Für $I_{z\,max}$ ist der Wert einzusetzen, der sich mit dem gewählten Wert von R_1 ergibt.)

3.2. Dimensionierung bei frei wählbarer Eingangsspannung

Nicht selten kann der Entwickler die Eingangsspannung frei wählen, und es ist lediglich die rel. Schwankung zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert mit

$$\alpha = \frac{U_{e\,max}}{U_{e\,min}} \qquad (31)$$

gegeben. Aus den Gln. (4) und (6) erhält man unter Berücksichtigung eines zwischen den Grenzwerten liegenden R_1

$$U_a = U_{e\,min} - R_1\,(I_{a\,max} + I_{z\,min}) \qquad (32)$$

$$U_a = U_{e\,max} - R_1\,(I_{z\,max} + I_{a\,min}) \qquad (33)$$

Nach Gleichsetzen der Gln. (32) u. (33) und entsprechender Umformung erhält man unter Berücksichtigung von Gl. (31)

$$R_1 = \frac{U_{e\,min}\,(\alpha - 1)}{I_{z\,max} - (I_{a\,max} + I_{z\,min} - I_{a\,min})} \qquad (34)$$

Um ein positives R_1 zu erhalten, muß die Bedingung

$$I_{z\,max} > (I_{a\,max} + I_{z\,min} - I_{a\,min}) \qquad (35)$$

erfüllt sein. Durch Eliminieren von R_1 aus den Gln. (32) u. (33) und Gleichsetzen läßt sich die min. Eingangsspannung bestimmen.

$$U_{e\,min} = U_a \frac{I_{z\,max} - (I_{a\,max} + I_{z\,min} - I_{a\,min})}{I_{z\,max} - (\alpha \cdot I_{a\,max} + \alpha \cdot I_{z\,min} - I_{a\,min})} \qquad (36)$$

Mit der Bedingung nach Gl. (35) wird auch hier $U_{e\,min}$ positiv, wenn zusätzlich für den Nenner folgende Bedingung erfüllt ist:

$$I_{z\,max} > (\alpha \cdot I_{a\,max} + \alpha \cdot I_{z\,min} - I_{a\,min}) \qquad (37)$$

Die Ungleichung (37) schließt die Ungleichung (35) mit ein, so daß sie damit die notwendige und hinreichende Bedingung für die Realisierbarkeit der Schaltung darstellt. Für die max. Verlustleistung von R_1 gilt hier ebenfalls Gl. (30).

3.3. Dimensionierung bei geringster Leistungsaufnahme

Bei der Dimensionierung nach den Gln. (34) u. (36) wurde immer der max. Zenerstrom der jeweils verwendeten Zenerdiode zugrunde gelegt. Dies führt je nach verwendeter Zenerdiode zu unterschiedlichen Schaltungen, obwohl gleiche äußere Betriebsbedingungen bestehen. Für N_{max} erhält man

$$N_{max} = U_{e\,max}\frac{U_{e\,max} - U_a}{R_1} \qquad (38)$$

Mit Gl. (31) und

$$R_1 = \frac{U_{e\,min} - U_a}{I_{a\,max} + I_{z\,min}}$$

erhält man

$$N_{max} = \frac{\alpha \cdot U_{e\,min}\,(\alpha \cdot U_{e\,min} - U_a)}{U_{e\,min} - U_a}(I_{a\,max} + I_{z\,min}) \qquad (39)$$

Für eine Extremwertbetrachtung mit $dN_{max}/dU_{e\,min} = 0$ ergibt sich für das Minimum der Eingangsleistung

$$U_{e\,min} = U_a\left(1 \pm \sqrt{\frac{\alpha - 1}{\alpha}}\right) \qquad (40)$$

Wegen $U_{e\,min} > U_a$ kommt nur das positive Vorzeichen in Betracht. Aus Gl. (32) läßt sich in Verbindung mit Gl. (40) der Widerstand R_1 berechnen.

$$R_1 = \frac{U_a}{I_{a\,max} + I_{z\,min}}\sqrt{\frac{\alpha - 1}{\alpha}} \qquad (41)$$

Die Dimensionierung des Widerstandes hinsichtlich der Leistung erfolgt wieder nach Gl. (30). Der max. Zenerstrom ist durch folgende Gleichung gegeben:

$$I_{z\,max} = \alpha\left(1 + \sqrt{\frac{\alpha - 1}{\alpha}}\right)(I_{a\,max} + I_{z\,min}) - I_{a\,min} \qquad (42)$$

Gl. (42) stellt die Realisierungsbedingung für das Verlustleistungsminimum dar. Wenn die Zenerdiode mindestens den in Gl. (42) angegebenen Strom aushält, läßt sich die Schaltung so dimensionieren, daß von der Quelle die kleinstmögliche Leistung aufgenommen wird.

Fortsetzung von Seite 334

Durch Gleichsetzen von Gl. (27) und Gl. (28) erhält man schließlich

$$(RC)_{max} \approx 10\ \mu s \cdot \frac{\left[1 + \frac{1}{4}\left(\frac{1{,}86 \cdot 75\,kHz}{B}\right)^4\right]^3}{4\left(\frac{1{,}86 \cdot 75\,kHz}{B}\right)^4} \qquad (29)$$

Im Bild 8 ist Gl. (29) RC_{max} als Funktion von B aufgetragen. Man kann sich leicht überlegen, daß für andere Formfaktoren als F = 2, RC_{max} sehr schnell unter nicht mehr realisierbare Werte absinkt, womit eine nachträgliche Begründung für die Wahl der kritischen Kopplung gegeben wurde. Berücksichtigt man noch eine mögliche Frequenzdrift des Tuneroszillators von etwa 20 kHz, verringert sich RC_{min} bei einer Bandbreite von 200 kHz auf etwa die Hälfte, da infolge der Fehlabstimmung stärkere Amplitudenschwankungen im Signalbereich auftreten.

Schlußfolgerungen

Zusammenfassend kann man folgenden empfehlenswerten Aufbau für einen stereotüchtigen ZF-Verstärker angeben:

1. vierstufiger Bandfilterverstärker (aus Selektionsgründen)
2. Verwendung einer rückwirkungsarmen Pentode (EF 89, UF 89)
3. Bandbreite „über alles" etwa 200 kHz (— 3 dB)
4. Verwendung eines nichtüberbrückten Katodenwiderstandes von etwa 110 Ω bei der EF 89/UF 89
5. Begrenzerzeitkonstante $< 10\ \mu s$

Literatur

[1] Feldtkeller, R.: Hochfrequenz-Bandfilter. Hirzelverlag Stuttgart, 1961

[2] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Neue Halbleiterbauelemente

A. TEWES

npn-Silizium-Epitaxial-Planartransistor

Ferranti machte kürzlich mit einem neuen npn-Silizium-Epitaxial-Planartransistor für Schalteranwendungen in Digitalrechnern bekannt. Dieser Transistor mit der Typenbezeichnung 2 N 2475 eignet sich wegen der hohen Stabilität und Unempfindlichkeit der Planarkonstruktion und der extrem hohen Schaltgeschwindigkeit besonders für logische Schaltungen der kommerziellen Datenverarbeitung. Die Epitaxialstruktur bietet eine kleine Kollektorsättigungsspannung bei hohem Kollektorstrom. Auf der anderen Seite bietet die Planarkonstruktion kleinen Kollektorreststrom und außerordentliche Konstanz der Daten während der ganzen Lebensdauer des Transistors. Die Grenzfrequenz des Transistors liegt bei 600 MHz, der Kollektorreststrom ist 0,05 μA und die Speicherzeit 6 ns. Weitere Kenndaten sind der folgenden Tabelle zu entnehmen:

Kollektor-Emitter-Betriebsspannung	U_{CE}	10 V
Kollektor-Emitter-Restspannung	$U_{CE\,rest}$	0,28 V
Basis-Emitter-Restspannung	$U_{BE\,rest}$	0,9 V
Stromverstärkung	h_{21}	30···150
Produkt Verstärkung × Bandbreite	V · B	≈ 800
Ausgangskapazität	c_{ob}	2,4 pF
Eingangskapazität	c_{ib}	2,0 pF
Schaltzeiten		
Einschaltzeit	t_{on}	7,3 ns
Ausschaltzeit	t_{off}	9,0 ns
Verlustleistung	P_{tot}	400 mW

Silizium-Unijunction-Transistor

Die Firma Motorola hat jetzt den Silizium-Unijunction-Transistor 2 N 3480 herausgebracht, der für die Triggerung von gesteuerten Gleichrichtern, Oszillatoren, Pulsgeneratoren und ähnliche Aufgaben entwickelt wurde. Der Transistor wurde nach dem Motorola patentierten Annular-Verfahren hergestellt. Die passivierte Oberfläche bietet hohe Zuverlässigkeit. Der Höckerstrom ist denkbar niedrig (maximal 2 μA), der Emittersperrstrom beträgt nur 20 nA. Die Schaltzeit wird mit 300 ns angegeben.

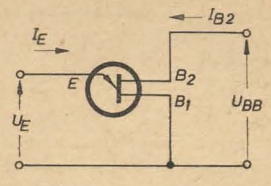


Bild 1: Symbol des Unijunction-Transistors

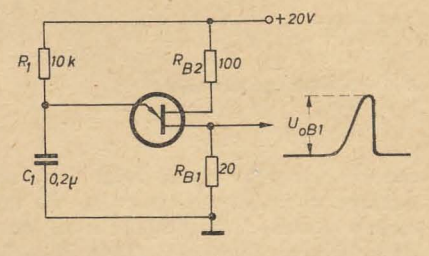


Bild 2: Schaltung zur Messung der „Basis-1"-Spitzenausgangsspannung

Die Daten des Transistors sind:

innerer Aussteuerungswirkungsgrad	η_i = 0,75	
Interbasiswiderstand	9,0	kΩ
Emitter-Sättigungsspannung	5,0	V
modulierter Interbasisstrom	4,0	mA
Emitter-Talstrom	4,0	mA
Gesamtverlustleistung	400	mW

Bild 1 zeigt das Symbol für einen Unijunction-Transistor und Bild 2 die Schaltung zur Messung der „Basis 1"-Spitzenausgangsspannung.

Metalloxid-Silizium-Feldeffekttransistor MOSFET

Über die Vorteile dieser von der amerikanischen Firma General-Micro-electronics (GMe) hergestellten und kurz MOSFET genannten Transistoren berichteten wir bereits in radio und fernsehen 14 (1965), H. 7, S. 194.

Im Bild 3 ist die vollständige Schaltung eines Tonfrequenzverstärkers mit vier MOSFETs und einem Silizium-npn-Transistor angegeben. Der Widerstand R_X (etwa 47 kΩ) bestimmt allein den Eingangswiderstand des Verstärkers. Die erste Stufe (M_1) ist ein Spannungsverstärker, dessen Arbeitswiderstand ein Ent-

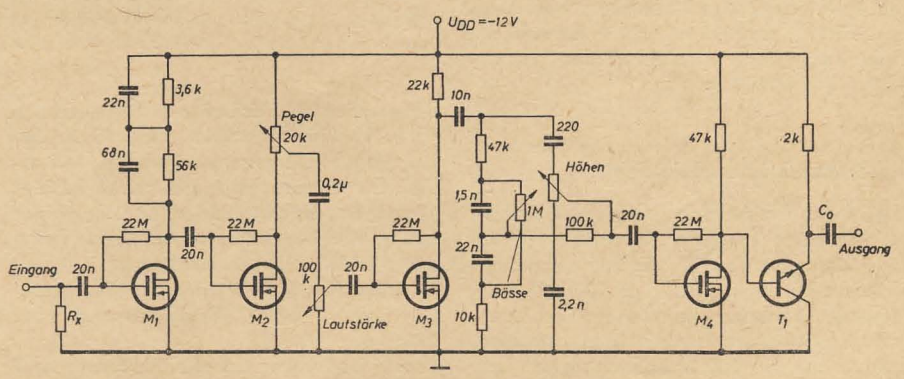


Bild 3: Tonfrequenzverstärker mit vier MOSFET und einem Silizium-npn-Transistor

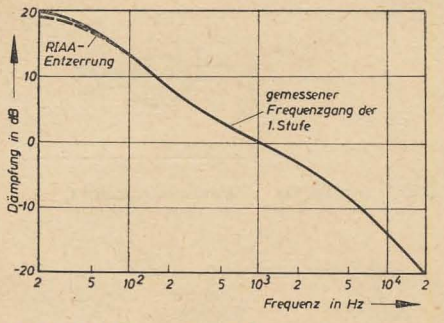


Bild 4: RIAA-Entzerrerkennlinie

zerrungsnetzwerk (Bild 4 zeigt den Frequenzgang für RIAA-Entzerrung, die mit diesem Netzwerk hergestellt wird) dargestellt. Darauf folgt eine Stufe M_2, die ebenfalls ein Spannungsverstärker ist. Der Arbeitswiderstand dieser Stufe ist ein Potentiometer für die Lautstärkeregelung. Die folgende Stufe M_3 ist mit den Reglern für Bässe und Höhen abgeschlossen. Der Spannungsendverstärker M_4 sorgt für ausreichende Verstärkung, um den Emitterfolger T_1 (2 N 2714) auszusteuern. Durch diesen Emitterfolger ergibt sich ein niedriger Ausgangswiderstand, so daß die Leistung des Verstärkers durch kapazitive Belastung (lange Lautsprecherleitungen) nicht beeinträchtigt wird. Der Kondensator C_0 dient als Koppelkondensator zwischen diesem Verstärker und einer gegebenenfalls anzuschließenden Leistungsendstufe. Seine Größe wird durch den Eingangswiderstand der Leistungsendstufe bestimmt; er sollte aber wenigstens so groß gewählt werden, daß ein 20-Hz-Sinuston ohne wesentliche Dämpfung übertragen wird.
Im ebenen Verstärkungsbereich (15 Hz bis 50 kHz) liegt die Verstärkung einer MOS-FET-Stufe bei 1,5 dB. Die Regler ermöglichen eine Anhebung von 13 dB bei 20 Hz und 12,5 dB bei 20 kHz. Die totale Ausgangsrauschspannung in V_{eff} bei eingestellten Reglern für eine Verstärkung von 100 (linear) bei 1 kHz liegt 42 dB unter 1 V_{eff}. Wird für den Verstärker die empfohlene Betriebsspannung von 12 V eingehalten, dann beträgt der Leistungsbedarf einer Stufe nur 47 mW, so daß zwei hintereinandergeschaltete 6-V-Batterien eine lange Lebensdauer haben werden. An und für sich ist die Höhe der Betriebsspannung in bezug auf die Funktion des Verstärkers unkritisch. Die Leistungsfähigkeit des Verstärkers wird etwa im Bereich von 10 bis 20 V bei gleichbleibender Dimensionierung des Verstärkers nicht beeinträchtigt.

Preßblock-Brückengleichrichter

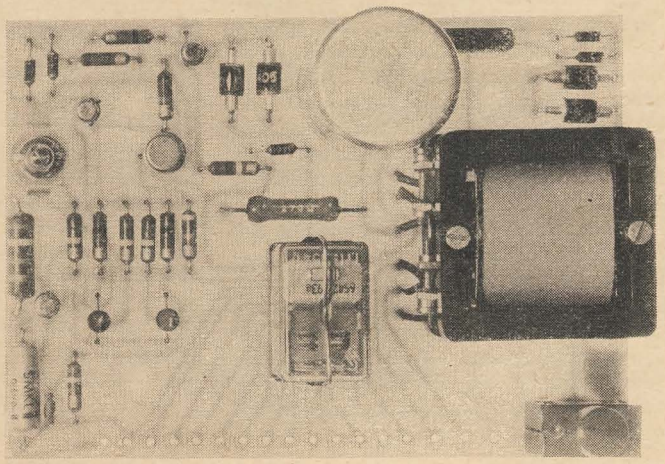
Von Motorola werden Preßblock-Brückengleichrichter in einer gepreßten Plastikumhüllung hergestellt. Die fein abgestufte Typenreihe reicht von 50 bis 1000 V Spitzensperrspannung je Zelle. Die Ausgangsgleichspannung beträgt entsprechend 30 bis 635 V bei ohmscher Last bzw. 50 bis 1000 V bei kapazitiver Last, der Spitzenstoßstrom etwa 25 A.

Silizium-Hochstromgleichrichter

Von Motorola ist noch eine weitere Neuentwicklung erwähnenswert. Es ist dieser Firma gelungen, ein Verfahren zur Herstellung größerer und billigerer Hochstromgleichrichter zu finden. Die neuen Silizium-Hochstromgleichrichter bieten folgende Vorteile: Erhöhung der Strombelastung einer einzelnen Zelle von der gegenwärtigen maximalen Grenze von etwa 275 A auf 1000 A und mehr; eine merkliche Verringerung der Herstellungskosten der Zellen und ein erhöhtes Maß an Zuverlässigkeit im Betrieb. Bisher wurden Hochstromgleichrichter nach der Einfachsperrschichtmethode gebaut. Anstelle von Gleichrichtern mit großer Sperrschichtfläche benützt Motorola eine größere Anzahl von fehlerfreien, schmalen Sperrschichten in Parallelverbindung, um damit praktisch beliebig hohe Gesamtstromwerte zu erzielen. Die in ihren Kennwerten eng aneinander angepaßten Gleichrichterelemente werden in der Weise auf einer gemeinsamen Kupfergrundplatte montiert, so daß eine enge thermische Verkopplung jedes einzelnen Elementes entsteht. Bei der Prüfung solcher Zusammenbaugleichrichter wurde mit einer Frequenz von 1 kHz und für eine Stoßdauer von 0,5 ms mehrmals hintereinander mit einem Stoßstrom von 40 kA geprüft. Es wurde dabei festgestellt, daß die Erholzeit schnell genug ist und daß die Elemente solchen großen Stromstößen ohne weiteres widerstehen.

Hochempfindliches elektronisches Relais

Als eine der Einheiten innerhalb des neuen Bausteinprogrammes für industrielle Steuerungs- und Regelungsaufgaben entwickelte die westdeutsche Novotechnik KG einen Schaltverstärker, dessen Anwendung weitgehend der eines hochempfindlichen Relais entspricht.
Gegenüber einem Relais hat der Schaltverstärker eine wesentlich gesteigerte Ansprechempfindlichkeit, einen erheblich größeren Eingangswiderstand und ist dabei gegen Übersteuerungen unempfindlich. Die Ansprechempfindlichkeit beträgt 20 mV, der Eingangswiderstand ist größer als 50 kΩ. Man kommt dabei auf eine Ansprechleistung von weniger als $^1/_{100}\,\mu$W; trotzdem verträgt der Eingang des Schaltverstärkers eine Übersteuerung mit 220 V_{eff}.
Durch besondere Schaltmaßnahmen und durch Verwendung von Silizium-Planartransistoren arbeitet der Schaltverstärker in einem Temperaturbereich von — 30 bis + 70 °C störungsfrei. Die Ausgangssignale werden einem Kammrelais mit wählbarer Kontaktbestückung entnommen. Besondere Aufmerksamkeit wurde der Spannungsversorgung des Gerätes gewidmet. Ein Tansformator mit geschirmter Sekundärwicklung und besondere Maßnahmen bei der Gleichrichtung ermöglichen es, mit dem Schaltverstärker wie mit einem Relais umzugehen. Die Nullklemme des Eingangs kann auf beliebiges Potential gelegt werden, ohne Netzeinstreuungen befürchten zu müssen, was besonders in Brückenschaltungen eine freizügige Wahl des Erdungspunktes ermöglicht.
Die netzseitige Entkopplung, der vernachlässigbare Eingangsstrom und der große Eingangswiderstand ermöglichen das Parallelschalten mehrerer Schaltverstärker ohne gegenseitige Beeinflussung.

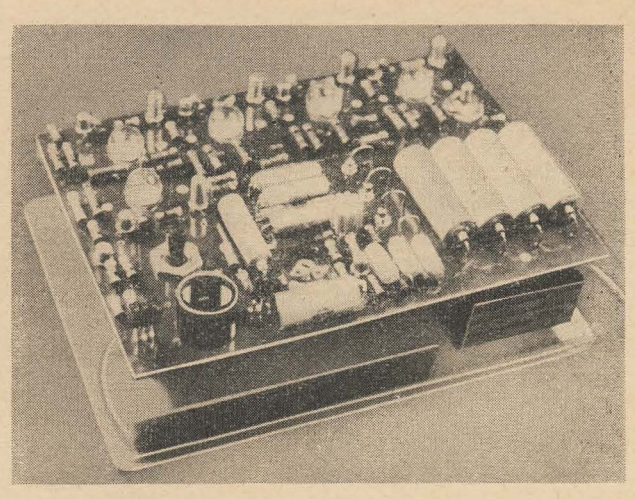


Schaltverstärker M 3200 – 400

DIGITALER TRANSISTOR-TESTER

Bearbeitet von K. SCHLENZIG

Teil 2 und Schluß



Digitaler Transistor-Tester zur schnellen Kontrolle des Reststromes und der Stromverstärkungsgruppe von Kleinleistungstransistoren; Innenansicht. Man erkennt den erheblichen Bauelementeaufwand für die optische Information. Der Aufbau erfolgte auf einer Hartpapier-Lochplatte. Ein Teil der Bauelemente und die Stromversorgung befinden sich unter der Platte

Stromverstärkungsanzeige

Hierzu gehören die Einheiten Konstantstromgenerator, NF-Verstärker, Regelglied, Schwellspannungseinheit und vier Schwellwertschalter. Der Prüfling ist jeweils Teil des NF-Verstärkers. Dessen zweiter Transistor arbeitet als A-Stufe, der Einfachheit halber mit dem handelsüblichen K 31 bestückt. Ein größerer Übertrager mit Luftspalt wäre wegen des relativ hohen Kollektorgleichstromes (etwa 8 mA) günstiger. Aus Gründen der besseren Anpassung wird das Signal der Mittelanzapfung des Übertragers entnommen. Es gelangt dann auf die beiden Gleichrichterteile. Für die Erzeugung der positiven Regelspannung mit ihrer hochohmigen Last genügen zwei OA 625, während die Schwellwertschalter zwei GY 100 erfordern.

Durch die Regelspannung wird der Kollektorstrom des Prüflings, der in Abhängigkeit von der Stromverstärkung Unterschiede von etwa 1:10 aufweisen würde, in den Grenzen 1:2 (Daten des Mustergerätes) konstant gehalten. Nur durch diesen definierten Arbeitspunkt sind vergleichbare Transistordaten zu erwarten. Die Regelspannung gelangt nach entsprechender Siebung über einen Vorwiderstand auf die mit einem Grundstrom geöffnete Basis des Prüflings. Bei der im gesamten h_{21e}-Meßbereich sich etwa um den Faktor 5 ändernden Ausgangsspannung (bei höheren Verstärkungen setzt Begrenzung ein) des Verstärkers steht eine dieser Änderung entsprechende Regelspannung zur Verfügung. Den kritischen Geräteteil stellt die Schwellspannungseinheit dar. Die vier Schwellwertschalter müssen im Ruhezustand gesperrt sein und sich dann – je nach Stromverstärkung des Transistors – nacheinander öffnen. Zu diesem Zweck erhalten sie eine negative Grundvorspannung verschiedener Höhe. Sobald nun vom NF-Verstärker ein Signal auf die Gleichrichter gelangt, entsteht eine positive Gegenspannung, die die Wirkung der Grundspannung reduziert. Der am wenigsten negativ vorgespannte Schalter öffnet nun zuerst, es folgt der nächste usw., je nachdem, welche positive Spannung (abhängig von h_{21e} des Prüflings) entsteht. Kritisch ist die Einstellung der negativen Vorspannung, da

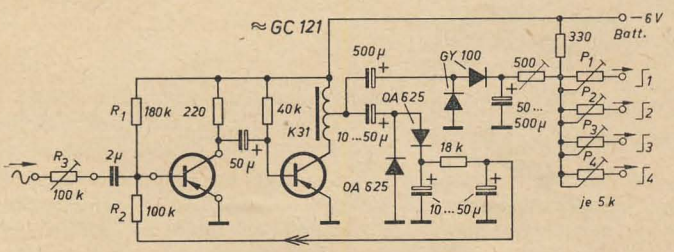


Bild 6: Verstärkungs- und Auswerteteil der h_{21e}-Anzeige

auch die Gleichrichter als Last wirken, denn sie sind in Durchlaßrichtung gepolt.

Bild 6 zeigt die Teile NF-Verstärker und Regelglied und Bild 7 die Gesamtschaltung. Auch hier sind die Bauelementedaten als Richtwerte zu betrachten. Die beiden Widerstände R_1 und R_2 für Vorstrom und Regelspannung liegen wechselstrommäßig parallel zum niederohmigen Transistoreingang. Das ist bei einer anderen Dimensionierung stets zu berücksichtigen. Vom Konstantstromgenerator her darf außerdem kein Gleichstrom auf die Basis gelangen, da auch dies den Arbeitspunkt verändert. Daher wird mit einem MP- oder ML-Kondensator eingekoppelt. Den konstanten Wechselstrom erzwingt ein gegenüber dem Transistoreingang hochohmiger Vorwiderstand R_3, dessen obere Grenze von der zur Verfügung stehenden Generatorspannung und dem kleinsten h_{21e}-Wert für die Anzeige abhängt. Führt man ihn als Einstellregler aus, so ergibt sich hier eine der Möglichkeiten zur Verschiebung des gesamten Meßbereiches.

Der Konstantstromgenerator arbeitet mit RC-Kopplung. Es ist also für diesen Transistor ein $h_{21e} > 30$ erforderlich, damit er schwingt. Im Mustergerät war $h_{21e} = 80$. Einwandfreie Sinusform ist für den Generator nicht notwendig.

Stromversorgung

Problematisch wird auch die Stromversorgung des Gerätes. Es ist zu berücksichtigen, daß zwischen $h_{21e} < 18 \cdots 20$ und $h_{21e} > 72$ bis zu vier Lampen in Betrieb sind, die zusammen etwa 300 mA verbrauchen. Andererseits benötigen sowohl die Schwellwertschalter eingangsseitig als auch Verstärker, Generator und die ersten Stufen der Trigger eine Spannung von möglichst nicht weniger als 6 V, die aber von der Lampenspannung gut entkoppelt sein muß.

Schwankungen der Betriebsspannung der Triggerteiler wirken sich wie Änderungen der Daten des Testexemplars aus. Der zunächst aus ökonomischen und Platzgründen unternommene Versuch, alle Spannungen einem Klingeltrafo zu entnehmen, scheiterte am hohen Siebaufwand und der dennoch zu niedrigen Vorstufenspannung. Außerdem tritt bei 300 mA bereits eine merkliche Verminderung der Spannung auch des zweiten Kreises ein.

Als sehr günstig dagegen erwies sich der Betrieb nur des Lampenteils aus dem Trafo. Die übrigen Stufen dagegen werden aus einer Batterie von drei RZ 2-Kleinakkus gespeist.

Praktischer Aufbau

Wie im Falle des Digitalen Dioden-Testers [radio und fernsehen 14 (1965), H. 2], so bietet sich auch hier wieder eine Frischhaltedose aus Polystyrol an. Hierbei wird, auch aus optischen Gründen, eine 750-cm³-Dose benötigt. Ein Hartpapierchassis trägt alle Bauelemente, meist auf der

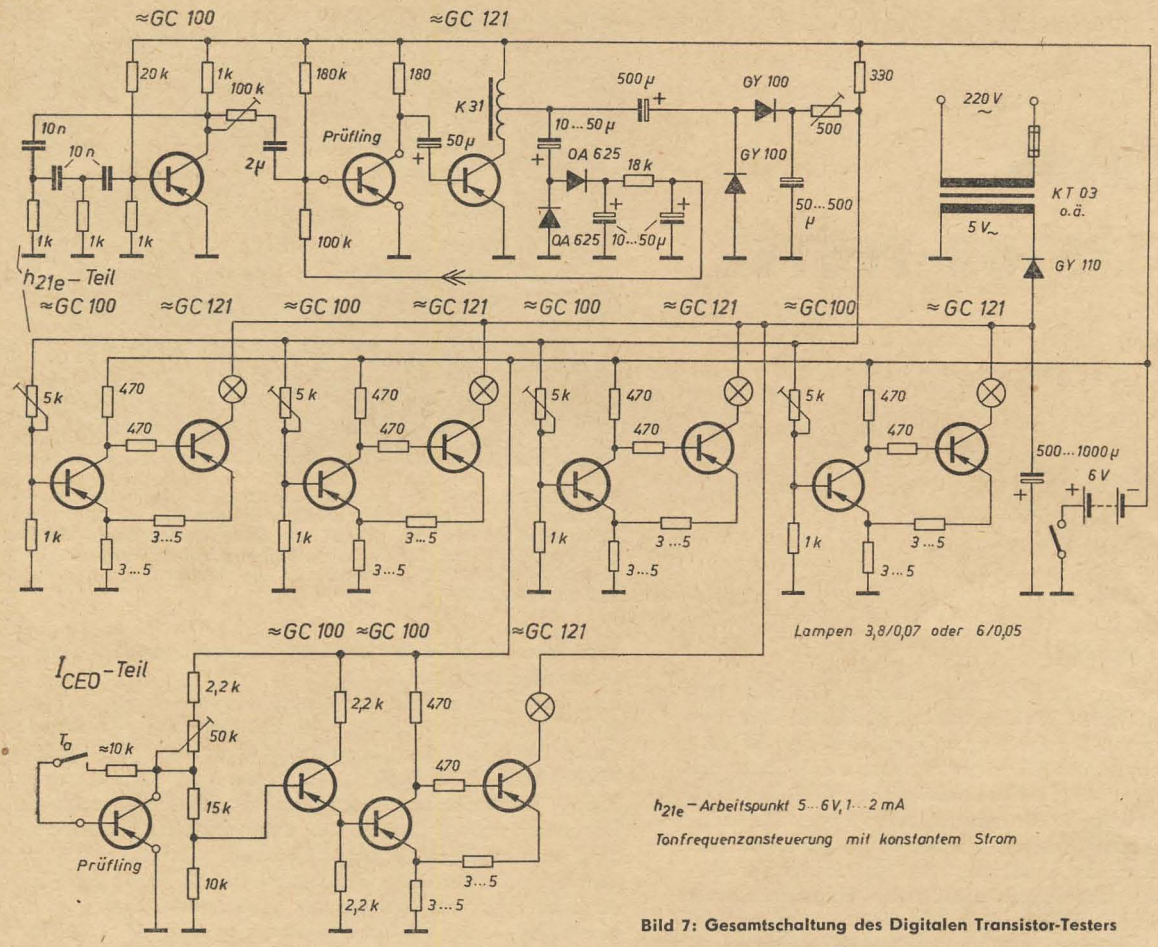


Bild 7: Gesamtschaltung des Digitalen Transistor-Testers

Oberseite, größere Teile unten (Trafos, Batterien). Es wurde die bei Einzelgeräten zweckmäßige Lochplattentechnik angewendet (Kopfbild). Das Chassis wird durch den einschraubbaren Oberteil des Druckknopfes für die Funktionskontrolle am Gehäuse befestigt. Der hier verwendete Klingeltrafo KT 03 bot sich wegen seines kleinen Volumens an, ist aber infolge seiner Alu-Wicklung nicht sehr günstig. Die an den Anschlüssen vorgesehenen Klemmschrauben lassen sich nur schwer im Gerät unterbringen.

Zur Aufnahme des Prüflings dienen zwei „Sägebock"-Fassungen, die mit steifen Drähten auf der Platte befestigt werden und durch je drei Bohrungen von außen zugänglich sind. Die in einer Reihe angeordneten 3,8-V/0,07-A-Lämpchen für die h_{21e}-Anzeige werden mit durchscheinendem und entsprechend beschriftetem Papier abgedeckt. Die übrige Schaltung erhält innerhalb des sonst durchsichtigen Gehäuses eine Abdeckung aus PVC oder Pappe als Sichtblende. Die I_{CEO}-Lampe liegt abseits von den anderen. Das I_{CEO}-Vorwahlpotentiometer kann mit einer Scheibe versehen werden, die durch ein Fenster den jeweils eingestellten I_{CEO}-Wert sichtbar macht. Die Einstellung erfolgt mittels Schraubenzieher oder seitlich durch einen Schlitz hindurch an der entsprechend größer gehaltenen Scheibe.

Spezielle Hinweise

In der vorgestellten einfachen Ausführung sind die Schwellwertschalter temperaturabhängig. Bei 10 °C Temperaturerhöhung sinkt die Schwellspannung von etwa 300 auf etwa 200 mV. Bei höheren Ansprüchen sind also Stabilisierungsmaßnahmen erforderlich. Das kann z. B. durch einen temperaturabhängigen Widerstand in der Schwellspannungseinheit geschehen, der bei höherer Temperatur eine geringere Sperrspannung an die Schaltereingänge gelangen läßt.

Bei allen Bauelementen handelt es sich um Richtwerte. Die transistorabhängigen Schwellwertschalterdaten und ihren Einfluß auf die übrige Schaltung erfaßt man am besten meßtechnisch, wenn für eine sehr genaue Dimensionierung Interesse besteht.

Eine grobe Eichung des I_{CEO}-Teils ist mit einem µA-Meter und einigen Vorschaltwiderständen möglich, die man statt des Prüflings in den Testkreis einfügt.

Die Einstellung der h_{21e}-Lampenbereiche kann mit Tongenerator und Tonfrequenz-Voltmeter erfolgen. Während in den Endverstärker eine einstellbare Wechselspannung eingespeist wird, gleicht man die Schwellwertschalter der einzelnen Lampen mit den Potentiometern P_1 bis P_4 so ab, daß sie bei den gewünschten Werten gerade aufleuchten. Ein Abgleich ist auf jeden Fall erst dann möglich, wenn die gesamte Schaltung angeschlossen ist (Zuleitung vom Konstantstromgenerator ist so lange aufzutrennen). Die Beziehung zwischen Spannung und h_{21e} wird aus dem Arbeitswiderstand des Prüflings ermittelt. Ohne Wechselspannung müssen alle Lampen dunkel sein. Das erreicht man mit dem 500-Ω-Einstellregler hinter dem Gleichrichter in der Schwellspannungseinheit.

Anwendung

Mit dem Transistor-Tester kann die NF-Kleinsignal-Verstärkungsgruppe von pnp-Transistoren bei einem Arbeitspunkt von etwa 5 V/1 mA festgestellt werden. Außerdem läßt sich ermitteln, ob der Reststrom unter oder über einem einstellbaren Grenzwert liegt.

Das Prüfen mit dem Transistor-Tester bietet folgende Vorteile:

- einfache Bedienung
- schnelle Prüfung
- optische Anzeige durch Hell-Dunkel-Information
- sofortiges Erkennen der h_{21e}-Gruppe durch sinnfällige Anordnung der Informationsorgane

Bei nicht allzu hohen Ansprüchen an die durch Triggerhysterese, Temperatureinflüsse u. ä. ohnehin in der Genauigkeit begrenzten Anzeigewerte wird man einfach einige Transistoren verschiedener Gruppen nach vorherigem Ausmessen auf einem Industriegerät als Abgleichhilfe benutzen.

Elektronik in der Kraftfahrzeugelektrik

Die Elektronik dringt in alle Gebiete der Technik ein. Es ist daher zu erwarten, daß auch die Kraftfahrzeug-Elektronik bald ein unentbehrliches Teilgebiet der Kraftfahrzeugtechnik werden wird. Die besten Voraussetzungen für Verbesserungen mit Hilfe elektronischer Mittel bietet die Lichtmaschine.

Die Nachteile der klassischen Lichtmaschine mit Kollektor und elektromechanischem Regler sind bekannt. Abgesehen von gewissen mechanischen Unzuträglichkeiten am Regler, befriedigt die Regelfähigkeit der Anordnung nicht. Die Batterieladung beginnt erst bei einer Motordrehzahl von etwa 1000 U/min. Im Stadtverkehr wird daher die Batterie oft erschöpft. Ferner wirken Temperaturänderungen stark auf den Ladestrom ein. Eine gewisse Verbesserung brachte vor einigen Jahren der Regler mit der Bosch-Variode. In dieser Anordnung wird die Regelfähigkeit des elektromechanischen Reglers durch die Nichtlinearität des Durchlaßwiderstandes einer Germaniumdiode verbessert.

Erheblich mehr Vorteile bietet jedoch die Drehstromlichtmaschine mit Siliziumgleichrichtern. Sie besitzt eine günstigere Charakteristik (Bild 1). Der Ladestrom setzt bereits bei 500 U/min ein; auch ist die Maschine weniger temperaturabhängig. Der Kollektor entfällt. Lediglich der Erregerstrom wird dem umlaufenden Magnetsystem über Bürsten und Schleifringe zugeführt. Bei gleichem Gewicht ist die Leistung höher. Die Betriebssicherheit der Schleifring-Bürstenanordnung ist jedoch unter schwierigen Bedingungen (z. B. beim Betrieb in salzhaltiger Atmosphäre oder in feuchtwarmem Klima) nicht ganz befriedigend. Ferner wünscht der Kfz-Konstrukteur eine weitere Verbesserung der Strom/Drehzahlabhängigkeit.

Aus diesem Grunde entwickelte die zur französischen CSF-Gruppe gehörende italienische Firma *Ducati* einen Drehstromgenerator Typ ME mit umlaufendem Permanentmagneten ohne jeglichen Schleifkontakt und ohne mechanische Regeleinrichtung. Die Lichtmaschine wird so noch leichter und kleiner.

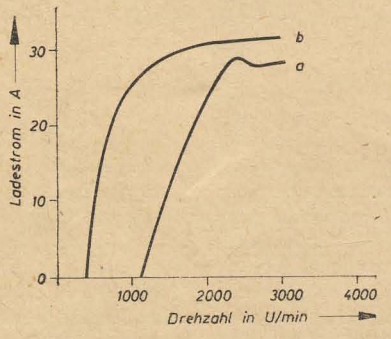


Bild 1: Zusammenhang zwischen Ladestrom und Maschinendrehzahl. a) Gleichstromdynamo bisheriger Art, b) eigenerregter Drehstromgenerator mit Siliziumgleichrichtern

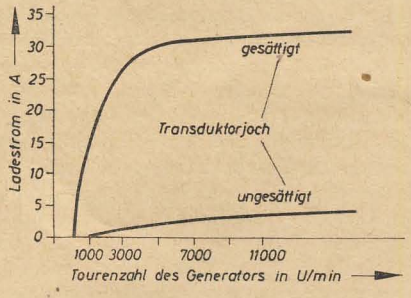


Bild 3: Zusammenhang zwischen Ladestrom und Generatordrehzahl bei dem Generator nach Bild 2

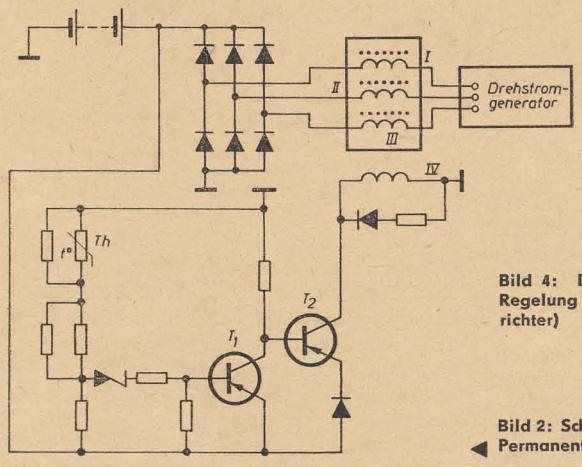


Bild 2: Schaltung des Kfz-Drehstromgenerators mit Permanentmagnet und elektronischer Regelung

Die Regelung erfolgt hier durch einen Transduktor, der zwischen den Wechselstromklemmen der Maschine und der Gleichrichterbrücke liegt (Bild 2). Er wird von einer Transistorschaltung über eine Gleichstromwicklung (IV) gesteuert. Wenn durch diese kein Strom fließt, sind die Eisenkerne nicht gesättigt. Die Induktivität der Wicklungen I bis III ist hoch und der Generatorstrom somit entsprechend niedrig. Er wird mit zunehmender Vormagnetisierung größer, um schließlich bei Sättigung das Maximum zu erreichen. Die Abhängigkeit zwischen der Tourenzahl und dem Ladestrom für die beiden genannten, extremen Betriebszustände ist im Bild 3 dargestellt.

Der Übergang von dem einen in den anderen Zustand wird mit Hilfe der im Bild 2 dargestellten Transistorschaltung sowohl von der Batteriespannung als auch von der Temperatur abhängig gemacht. Als Referenzelement dient hier die im Basiskreis des Transistors T_1 liegende Zenerdiode. Der durch die Zenerdiode fließende Strom hängt von der Batteriespannung und durch den mit der Temperatur abnehmenden Widerstand des Thermistors Th auch von der Temperatur ab. Je höher die Temperatur, um so höher ist der Strom durch die Zenerdiode. Der Zenerknick wird bereits bei niedrigerer Batteriespannung erreicht. Der dann stark ansteigende Basisstrom des Transistors T_1 sperrt über den Transistor T_2 den Vormagnetisierungsstrom und damit auch den Ladestrom früher. Es ist verständlich, daß auf diese Weise die Batterie weitestgehend auf vollem Ladezustand gehalten werden kann.

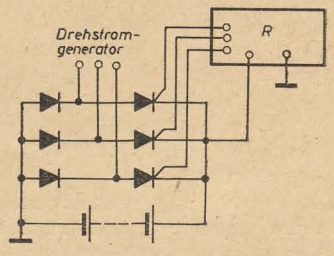


Bild 4: Drehstromgenerator mit elektronischer Regelung und Thyristoren (steuerbare Gleichrichter)

Bei einer weiteren Neuentwicklung der Firma Ducati (Typ E) entfällt der Transduktor. Seine Regelfunktionen übernehmen drei steuerbare Gleichrichter (Thyristoren) (Bild 4). Es wird eine weitere Verkleinerung und Gewichtsreduzierung erreicht. Eine 12 V/500-W-Lichtmaschine hat bei einem Durchmesser von 10,5 cm und einer Länge von 9,5 cm eine Masse von nur 3 kg. Der Regelsatz R ist mit Transistoren bestückt und konstruktiv mit dem Generator vereinigt.

Bottke

Ein Miniatur-Spindelwiderstand mit Skalenanzeige

für die kommerzielle Technik entwickelte Siemens für geätzte Schaltungen. Der in ein rechteckiges Schutzgehäuse eingebaute Widerstand hat die Abmessungen von nur 32,5 × 17 × 7,8 mm. Die im Rastermaß herausgeführten Anschlußdrähte sind in drei unterschiedlichen Bauformen so angeordnet, daß der Widerstand sowohl für eine senkrechte als auch für eine liegende, links- oder rechtsseitig angeordnete Skalenanzeige eingesetzt werden kann. Für die Einstellung der Spindel, die den Schleifkontakt betätigt, ist ein isolierter Knopf mit Schraubenschlitz vorgesehen. Fest gekoppelt mit dem Schleifkontakt ist ein Skalenband mit den Zahlen 0 bis 9. Das eigentliche Widerstandselement besteht für niederohmige Werte aus einer Drahtwicklung, darüber hinaus aus einer auf einem Glasträger aufgebrachten Widerstandsschicht mit linearem oder exponentiellem Kurvenverlauf.

Der Spindelwiderstand ist in Werten von 100 Ω bis 1,7 kΩ in Drahtausführung, über 1,7 Ω bis 50 kΩ in Schichtausführung lieferbar. Die Toleranz des Nennwiderstandswertes beträgt ± 20%, die Belastbarkeit maximal 0,25 Watt.

Monatsberichte über Kurzwellenausbreitung und Vorschau

Dipl.-Ing. H. LANGE

Mitteilung aus dem Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Hinweise und Bemerkungen über Verwendungsmöglichkeiten der KW-Berichte und Erfahrungen in den letzten Jahren

Seit August 1953 veröffentlichen wir regelmäßig jeden Monat einen Bericht über die Kurzwellenausbreitung, herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut.
Die seit 1962 benutzte Darstellungsart der Monatsberichte zeigt in fünf Diagrammen die Größen, die für die Kurzwellenausbreitung besondere Bedeutung haben. Im folgenden werden der Aufbau und die Berechnung der Diagramme behandelt, und dem Benutzer wird gezeigt, was man aus den Darstellungen entnehmen kann. Darüber hinaus wird versucht, eine kritische Beurteilung der Berichte der letzten Jahre zu geben. Zur Verbesserung der Berichte könnten Hinweise und Kritik aus dem Leserkreis beitragen. Daher wird jeder Leserbrief dazu für den Herausgeber von großem Interesse sein.

Diagramm 1

Diagramm 1 zeigt die Abweichungen der Grenzfrequenzen der F2-Schicht vom Monatsmedianwert. Die Grenzfrequenzen werden durch Senkrechtlotung festgestellt. Ein Impulssender strahlt mit variabler Frequenz 0,5 bis 20 MHz. Das Ergebnis der Messungen sind „Ionogramme", wie sie Bild 2 zeigt. Der Monatsmedianwert ist der Meßwert, der von 50% der Werte über- und von 50% unterschritten wird. Die Abweichungen Δ f/f werden berechnet nach

$$\Delta f/f = \frac{f - f_{med}}{f_{med}} \qquad (1)$$

Dargestellt sind die Abweichungen, wie aus Bild 1 ersichtlich, in Stufen. In der Gleichung (1) ist f die gemessene Grenzfrequenz der F2-Schicht, f_{med} der Monatsmedianwert für die gleiche Tagesstunde. Eine Streuung der Einzelwerte von $\pm 20\%$ um den Medianwert gilt als normale Streuung im Laufe eines Monats. Daher wird in diesem Fall im Diagramm keine Abweichung verzeichnet.

Bei den Messungen kommt es vor, daß keine Zahlenwerte angegeben werden können, und zwar aus verschiedenen ionosphärischen und nichtionosphärischen Gründen. In diesem Fall wird der Meßtermin bei der Medianrechnung nicht berücksichtigt, die Zahl *n* der zur Medianbildung heranzuziehenden Meßwerte ist entsprechend kleiner. Im Diagramm 1 erscheint anstatt einer Angabe der Abweichung ein Symbolbuchstabe, der zugleich den Grund des Fehlens des Meßwertes angibt. Zur Erläuterung der Symbole sind in den Bildern 2a bis 2f verschiedene Ionogramme gezeigt.

Das Symbol „C" wird verwendet, wenn wegen Geräteschaden keine Messung erfolgte. Ein kleiner Pfeil zeigt den Einsatz eines Mögel-Dellinger-Effektes an.

Das Diagramm 1 gibt auf diese Weise eine detaillierte Übersicht über die Ausbreitungsbedingungen zu jeder Stunde des Berichtsmonats. Die hier dargestellten Messungen wurden auf der Außenstelle des Heinrich-Hertz-Instituts in Juliusruh auf der Insel Rügen durchgeführt. Es handelt sich dabei um Senkrechtlotungen der Ionosphäre. Daher ist im Diagramm auch nur der Zustand über Juliusruh ersichtlich. Die Ionosphäre zeigt jedoch eine weitaus geringere örtliche Veränderung als z. B. die Troposphäre. Das Wetter wechselt wesentlich stärker als die Ionosphärenverhältnisse. Aus diesem Grunde kann man aus den Juliusruher Messungen durchaus auch Schlüsse auf die Kurzwellenausbreitung über größere Gebiete ziehen. Länger andauernde negative Abweichungen lassen mit großer Wahrscheinlichkeit auf eine Ionosphärenstörung schließen, die größere Teile der Erde und damit auch Fernverbindungen auf Kurzwelle erfaßte. Der Einfluß auf die Ausbreitung in verschiedenen Richtungen kann dabei durchaus verschieden sein, eine Richtung wird stärker beeinträchtigt als die andere.

Man kann damit das Diagramm verwenden, um Ausfälle von Verbindungen nachträglich zu erklären. Zeigte zum Beispiel eine Verbindung einen überraschenden Ausfall, so sieht man im Diagramm 1, ob zu der fraglichen Zeit negative Abweichung auftrat. Ist dies der Fall, so ist der Ausfall wahrscheinlich auf eine Ionosphärenstörung zurückzuführen. Es kann sich hierbei aber auch um einen Mögel-Dellinger-Effekt handeln, der dann durch den Pfeil im Diagramm 1 bestätigt wird. Die genannten Beispiele mögen genügen, um zu zeigen, wie man nachträglich anhand des Monatsberichtes Erscheinungen der Kurzwellenausbreitung erklären kann. Streuechos (Symbole „F", Bild 2b), müssen nicht notwendigerweise den Ausfall einer Verbindung zur Folge haben. Allerdings beeinträchtigen sie häufig die Qualität einer Verbindung durch starke Fadings, die auch bis zum Ausfall der Verbindung führen können. Abdeckung der Übertragung über die F-Schicht durch überhöhte Ionisation der sporadischen E-Schicht kann ebenfalls eine Kurzwellenverbindung stören, weil der günstigere Weg über Reflexionen an der F-Schicht unterbrochen wird. Bei Reflexionen an der niedrigeren E-Schicht sind nämlich mehr Reflexionen zur Überbrückung einer bestimmten Entfernung notwendig als bei F-Übertragung. Die absorbierende – unterhalb der E-Schicht liegende – D-Schicht muß entsprechend öfter durchstoßen werden. Die dadurch wesentlich erhöhte Dämpfung unterbindet den Fortbestand der Funkverbindung. Allerdings ist diese überhöhte Ionisation im E-Niveau örtlich meist so eng begrenzt, daß nur in sehr seltenen Fällen die mit dem Symbol „A" gekennzeichneten Meßwerte tatsächlich einen Ausfall einer Weitstrecke erklären können. Dies wäre ja nur der Fall, wenn eine Funkstrecke gerade so über Juliusruh führen würde, daß hier die E-Schicht durchstoßen werden müßte. Nur eine Häufung von „A"-Symbolen kann darauf hindeuten, daß die Abdeckung verbreitet ist und daher auch Weitstrecken beeinflußt werden. Dagegen besteht auch die Möglichkeit, daß Funkverbindungen ausfallen, ohne daß in Juliusruh Abdeckung feststellbar ist. In der Praxis hat die Abdeckung durch die sporadische E-Schicht wenig Bedeutung für den Fernverkehr.

1 relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert
Δ f/f
□ + 41% und darüber
□ + 31 ··· + 40%
▭ + 21 ··· + 30%
– + 20 ··· – 20%
▬ – 21 ··· – 30%
■ – 31 ··· – 40%
■ – 41% und weniger
Mögel-Dellinger-Effekt
A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

Bild 1: Erläuterung zum Diagramm 1

Diagramm 2

Diagramm 2 zeigt die täglichen Sonnenfleckenrelativzahlen; die die Sonnenaktivität kennzeichnen. Sie werden regelmäßig monatlich von den Eidgenössischen Stern-

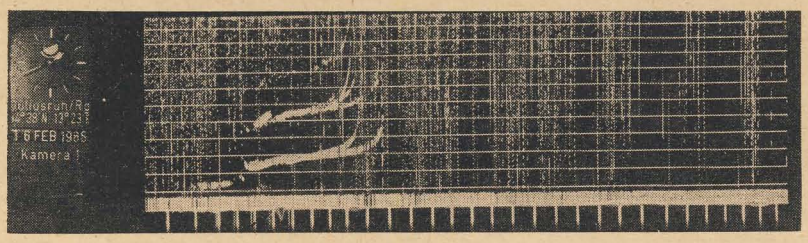


Bild 2a: Normales Ionogramm mit ablesbarer Grenzfrequenz

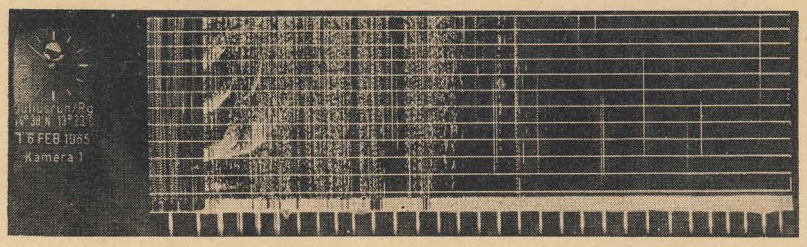


Bild 2b: Ionogramm mit Streuechos, Symbol „F"

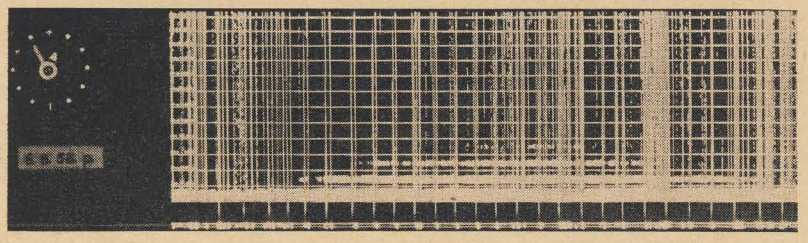


Bild 2c: Ionogramm mit Abdeckung durch die sporadische E-Schicht, Symbol „A"

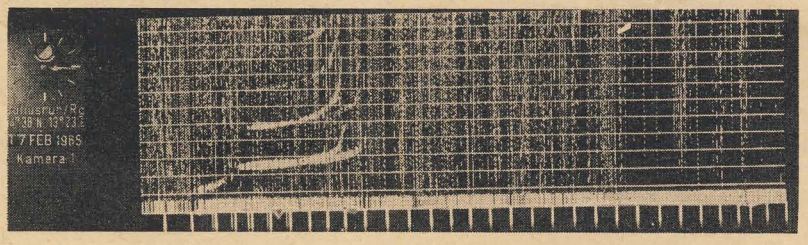


Bild 2d: Ionogramm mit Fremdstörer oder atmosphärischen Störungen, Symbol „S"

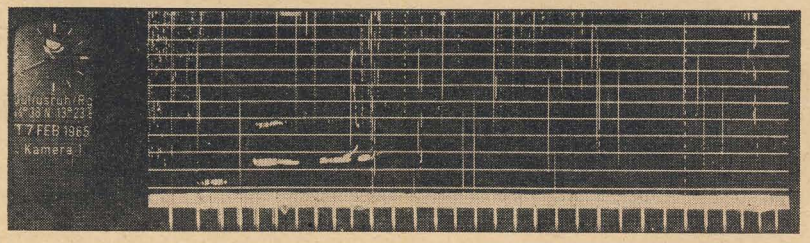


Bild 2e: Ionogramm mit selektiver Absorption in der Nähe der Grenzfrequenz, Symbol „R"

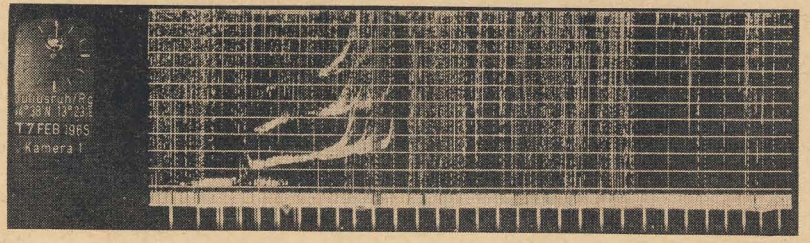


Bild 2f: Ionogramm mit nicht interpretierbarer Grenzfrequenz, Symbol „N"

warten in Zürich herausgegeben. Die gestrichelte Linie gibt den Monatsmittelwert, hier als arithmetisches Mittel, an. Die Sonnenfleckenrelativzahl wird nach

$$R = k \cdot (10 \cdot g + f) \qquad (2)$$

berechnet. k ist hierbei eine Konstante, die von der Apparatur der Sternwarte abhängt. g ist die Anzahl der beobachteten Fleckengruppen, f die Anzahl der Einzelflecken. Da die Sonnenfleckenrelativzahlen seit etwa zwei Jahrhunderten in dieser Form vorliegen, hält man trotz gewisser Mängel an diesem Maß fest. Eine Korrelation der Sonnenfleckenrelativzahl mit ionosphärischen Erscheinungen ist zweifellos vorhanden, jedoch ist sie nicht so eng, daß jede kurzzeitige Veränderung der Sonnenfleckenrelativzahl sich sofort im Verhalten der Ionosphäre widerspiegelt. Nimmt man dagegen ein gleitendes Mittel der Sonnenfleckenrelativzahlen über 13 Monate, so ist die Korrelation recht gut. Die Korpuskelstörungen der Ionosphäre hängen meist gut nachweisbar mit aktiven Fleckengruppen auf der Sonne zusammen. Daher besteht bei hohen Sonnenfleckenrelativzahlen größere Wahrscheinlichkeit für Korpuskelstörungen der Ionosphäre. Betrachtet man hierzu Monatsberichte aus Zeiten größerer Sonnenaktivität, so erkennt man diese Zusammenhänge in der Gegenüberstellung der Diagramme 1 und 2 recht gut. Allerdings werden ja in Form von Korpuskelstörungen meist nur Flecken oder Gruppen wirksam, die etwa in der Mitte der Sonnenscheibe liegen, so daß auch hohe Sonnenfleckenrelativzahlen ohne Störung der Ionosphäre beobachtet wurden. Im Gegensatz zu dem oben Gesagten gewinnt man bei der Gegenüberstellung der Diagramme 1 und 2 den Eindruck, daß langsames Ansteigen der Sonnenfleckenrelativzahl zu häufigeren positiven Abweichungen der Grenzfrequenzen führt. Als gestrichelte Linie im Diagramm 2 und als Zahlenwert R_M in der Gegenüberstellung Prognose/Messung ist der Monatsmittelwert der Sonnenfleckenrelativzahlen im Monatsbericht zu finden. Auch hier findet man eine Möglichkeit, das Diagramm in der Praxis zu verwenden. Besonders zu Zeiten größerer Sonnenaktivität zeigt der Verlauf der Sonnenfleckenrelativzahl eine Wiederholungstendenz mit einer Periode von 27 Tagen. Dieser Zeitraum entspricht einer Umdrehung der Sonne um ihre Achse. Es gibt also Aktivitätsgebiete, die länger als 27 Tage Lebensdauer besitzen. Diese Gebiete verursachen unter Umständen auch mehrere Ionosphärenstörungen, deren Einsätze dann ebenfalls einen Abstand von 27 Tagen haben.

Diagramm 3

Als Maß für die Unruhe des Erdmagnetfeldes ist die Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern im Blockdiagramm aufgetragen. Die erdmagnetischen Kennziffern sind ein logarithmisches Maß für die Schwankungsbreite einer Komponente des Erdmagnetfeldes, und zwar innerhalb eines Dreistundenintervalls. Die Kennzif-

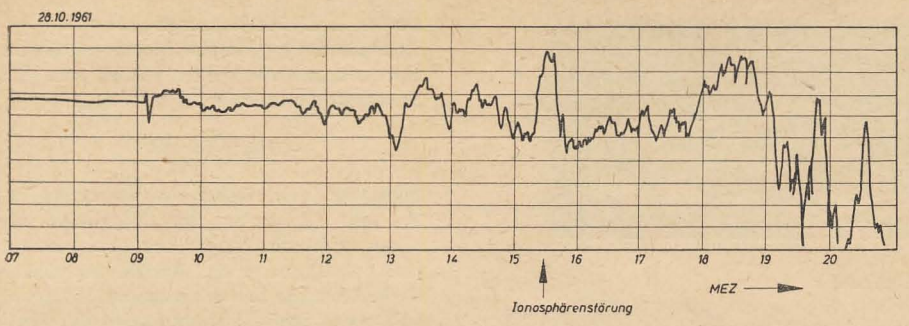


Bild 3: Registrierung der H-Komponente des Erdmagnetfeldes in Juliusruh/Rügen, Ionosphärenstation des Heinrich-Hertz-Instituts

fer K = 0 kennzeichnet dabei sehr ruhige Verhältnisse, K = 9 maximale Unruhe des Erdmagnetfeldes. Für jeden Tag erhält man daher acht derartige Kennziffern K. Bei den im Diagramm 3 dargestellten Werten handelt es sich um die Horizontalkomponente des Erdmagnetfeldes. Da es sich um einen logarithmischen Maßstab handelt, wäre an sich eine Summenbildung über diese acht Kennziffern nicht ohne weiteres zulässig. Die Σ K wird jedoch hier nur als Kennzeichnung der magnetischen Unruhe verwendet und nicht in irgendeiner Weise quantitativ weiter verarbeitet. Daher ist diese Größe für die Darstellung brauchbar und hat sich auch seit Jahren gut bewährt. Beim Durchblättern der Monatsberichte ist deutlich zu erkennen, daß jeweils zum Beginn einer Korpuskelstörung mit merklichen negativen Abweichungen im Diagramm 1 die Kennziffersumme stark ansteigt. Die Unruhe des Erdmagnetfeldes wird durch die bei einer Ionosphärenstörung in der Hochatmosphäre fließenden Ströme erzeugt. Als Musterbeispiel zeigt Bild 3 die Registrierung des Erdmagnetfeldes in Juliusruh am 28.–29. 10. 1961. Betrachtet man hierzu radio und fernsehen 10 (1961), H. 23, Seite 721, so kann man auch die zugehörige Ionosphärenstörung verfolgen. In diesem Fall dürften auch Weitstrecken von der mehrere Tage anhaltenden Störung beeinflußt gewesen sein. Genaueres über Ionosphärenstörungen ist in [1] zu finden.

Vorschau für den kommenden Monat und Gegenüberstellung Prognose/Messung

Wegen des engen Zusammenhangs werden die beiden letzten Diagramme des Monatsberichtes gemeinsam in einem Abschnitt behandelt. Die Vorschau stellt eine der vielen vom Heinrich-Hertz-Institut monatlich berechneten Frequenzberatungen dar [1]. Solche Frequenzberatungen können für jede Strecke auf der Erde berechnet werden. Die hier dargestellte Frequenzberatung gibt für beliebige Strecken in Mitteleuropa mit Entfernungen bis zu 600 km die Bereiche brauchbarer Kurzwellen. Hierbei wurde hauptsächlich an Amateure gedacht und daher der Berechnung eine Sendeleistung von 100 Watt und eine Mindestempfangsfeldstärke von 10 μV/m zugrunde gelegt. Im ausgezogenen umrandeten Bereich (A) kann – mit Ausnahme von Ionosphärenstörungen – mit sicherer Verbindung gerechnet werden, während im gestrichelt umrandeten Bereich immer noch mit einer Wahrscheinlichkeit von mindestens 50% mit Verbindung gerechnet werden kann. Die gestrichelt gezeichnete Obergrenze stellt dabei einen Monatsmittelwert dar unter Bezugnahme auf die als R_p angegebene Vorhersage der Sonnenfleckenrelativzahl. Die gleiche Kurve ist drei Monate nach dem Erscheinen in der Frequenzberatung noch einmal als Prognose in der „Gegenüberstellung" abgedruckt. Sie soll dann mit der durch Messung ermittelten Kurve des Monatsmedianwertes verglichen werden. Die Untergrenzen der Beratung sind nur am Tage eingezeichnet. In der Nacht hängt die Untergrenze fast ausschließlich vom Störpegel ab, der bei sehr niedrigen Frequenzen einen Empfang u. U. unmöglich macht. Der Störpegel ist aber örtlich sehr stark verschieden, so daß hier auf eine Berücksichtigung verzichtet werden muß. Jeder Benutzer von Kurzwellen kann sich aus der Frequenzberatung die brauchbaren Frequenzen für eine geplante Kurzwellenverbindung heraussuchen. Für den Amateur liegen die brauchbaren Kurzwellen allerdings zur Zeit wegen der geringen Sonnenaktivität recht ungünstig. Das gilt aber nur für den Verkehr in Mitteleuropa. Für Weitstrecken liegen die brauchbaren Frequenzen wesentlich höher, so daß die für KW-Amateure zugelassenen Bänder besser nutzbar sind. Falls Interesse dafür besteht, könnte das Heinrich-Hertz-Institut im Rahmen der Monatsberichte auch Frequenzberatungen für andere Gebiete veröffentlichen.

Die Gegenüberstellung Prognose/Messung soll die Übereinstimmung der Prognosenkurve mit der tatsächlich durch Messung ermittelten mittleren Grenzfrequenz der F2-Schicht zeigen bzw. etwaige Abweichungen deutlich machen.

Eine Durchsicht dieser Gegenüberstellungen in den letzten Jahren hatte folgendes Ergebnis: Bei größerer Sonnenaktivität allgemein und besonders in den Übergangs- und Sommermonaten war die Übereinstimmung recht gut. Es ist zu erkennen, daß bei den meisten Diagrammen die Messung über der Prognosekurve liegt. Dies ist mit Bedacht so angesetzt und damit durchaus in Ordnung. Man muß nämlich beim Ansatz der Prognose eine gewisse Sicherheit einkalkulieren, denn die von Zürich vorhergesagte Sonnenaktivität hat einen gewissen Unsicherheitsfaktor, da sie als gleitender Mittelwert extrapoliert wird. Die Vorsicht darf aber natürlich auch nicht zu weit getrieben werden. Wenn nämlich die Messung allzuweit über der Prognose liegt, ist dies ein Zeichen dafür, daß man tatsächlich brauchbare Kurzwellenbereiche aus allzugroßer Vorsicht nicht ausgenutzt hat. Dies scheint besonders in den Wintermonaten bei geringer Sonnenaktivität der Fall zu sein. Die Diagramme der Wintermonate 1964/65 zeigen ein nächtliches Nebenmaximum um oder nach Mitternacht, während dieses Nebenmaximum in der Vorhersage fehlt.

Im Diagramm 1 ist aber zu sehen, daß eben zu dieser Zeit sehr häufig durch den Symbolbuchstaben „F" Streuechos gemeldet wurden. Die Kurve „Messung" stellt den Medianwert dar. Die Berechnung wurde oben erläutert. Danach werden Messungen ohne Zahlenwert bei der Medianberechnung fortgelassen. Dies ist aber nur dann zulässig, wenn man annehmen darf, daß der durch ein Symbol ausgedrückte Meßwert, falls er hätte gemessen werden können, mit gleich großer Wahrscheinlichkeit über wie unter dem ermittelten Medianwert gelegen hätte. Es scheint nun hier so, daß im Falle von Streuechos diese besonders dann auftreten, wenn die Grenzfrequenz ohnehin verhältnismäßig niedrig liegt. Als Folge davon kann angenommen werden, daß dadurch der Medianwert zu hoch ist. Genauere Betrachtung dieser Frage führt zwar zu dem Schluß, daß das nächtliche Nebenmaximum möglicherweise zu hoch ist. Sicher ist es tatsächlich vorhanden, aber es bleibt die Frage, inwieweit man es in die Vorhersage einbeziehen kann. Betrachtet man nochmals Bild 2b, so erkennt man, daß die Streuung meist schon etwas unterhalb der Grenzfrequenz einsetzt. Die höheren Frequenzen sind also mehr gestreut. Die Auswirkung auf den Funkverkehr ist so, daß bei Streuechos die Wahrscheinlichkeit für Fadingerscheinungen sehr stark zunimmt. Diese Fadings können so störend sein, daß unter Umständen ein Funkverkehr unmöglich gemacht wird. Der Vergleich der Diagramme 1 und „Gegenüberstellung" zeigt nun, daß die „F"-Fälle etwa zu gleicher Zeit auftreten wie das Nebenmaximum. Es wird daher beim Ansatz von Frequenzberatungen bisher völlig auf die Ausnutzung des Nachtmaximums verzichtet, da seine Nutzbarkeit aus den dargestellten Gründen fraglich ist.

Abschließend soll noch gesagt werden, daß die Hinweise und kritischen Bemerkungen im vorliegenden Aufsatz im wesentlichen vom Standpunkt des Wissenschaftlers aus gesehen sind. Die Mithilfe des Benutzerkreises bei möglicher Verbesserung der Berichte ist nicht nur erwünscht, sondern sogar notwendig.

Literatur

[1] Wetterfrösche für Kurzwellen. Deutscher Militärverlag Berlin, 1963

BAUANLEITUNG

NF-Verstärker mit induktivem Eingang

DIETER BORKMANN

Der nachfolgend beschriebene NF-Verstärker gestattet mittels Kopfhörer das drahtlose Mithören von Tonfrequenzsendungen bei abgeschaltetem Lautsprecher. Die Tonfrequenzspannung wird dabei auf eine um die Empfangsräume gelegte Drahtschleife geschaltet, deren magnetisches Feld von einer Fangspule aufgefangen und dann verstärkt wird.

Einsatzmöglichkeiten des NF-Verstärkers

a) induktives Mithören von Tonfrequenzsendungen, z. B. von Rundfunk- oder Fernsehgeräten bei abgeschaltetem Lautsprecher;
b) drahtloses Aufnehmen von Tonbändern, speziell geeignet für Tonbandaufnahmen von Geräten, die keine Anschlußmöglichkeit für ein Tonbandgerät besitzen;
c) Tonbandaufnahmen von Telefongesprächen;
d) Vorverstärker für das induktive Mithören von Telefongesprächen;
e) Verstärker für induktiv ferngesteuerte Modelle.

Eine separate Eingangsbuchse gestattet es, die Fangspule abzuschalten und beliebige andere Eingangssignale im Tonfrequenzbereich zu verstärken.

Prinzipielle Wirkungsweise

Wird ein Leiter von einem elektrischen Strom durchflossen, so entsteht um ihn ein elektromagnetisches Feld (Bild 1).
Wird in das magnetische Feld einer um die Empfangsräume gelegten Drahtschleife eine Spule gebracht, so wird in dieser, sofern es sich bei dem Strom um eine Wechselgröße handelt, nach dem Induktionsgesetz

$$E = -w \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

eine Spannung induziert (Bild 2).

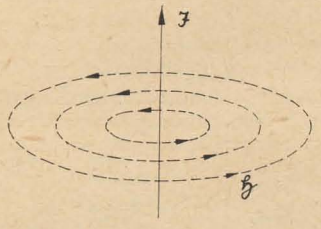


Bild 1: Magnetische Feldlinien um einen stromdurchflossenen Leiter

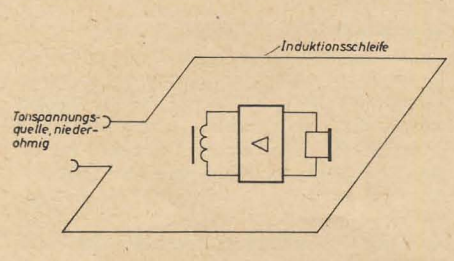


Bild 2: Übertragungsanlage mit Induktionsschleife

Elektrischer Aufbau

Der NF-Verstärker besteht aus einer Fangspule und einem dreistufigen RC-Verstärker (Bild 3).
Die Fangspule F_s besteht aus einer Spule mit einem nicht geschlossenen Eisenkern.

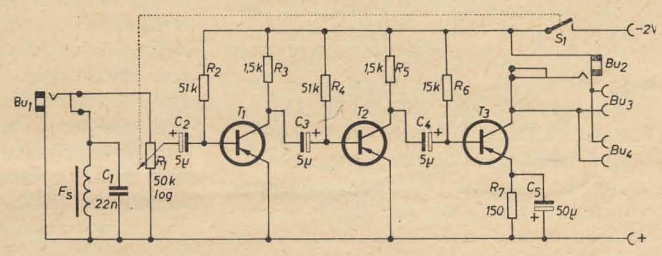


Bild 3: Schaltbild des NF-Verstärkers

Die von der Spule induzierte Spannung ist frequenzabhängig und proportional der Windungszahl. Diese soll daher möglichst hoch sein und etwa zwischen 1000 und 5000 liegen. Mit steigender Frequenz nimmt die Höhe der Spannung linear zu. Um einen einigermaßen linearen Verlauf der Eingangsspannung zu erhalten, liegt parallel zur Fangspule der Kondensator C_1.
Die dritte Transistorstufe, in deren Kollektorkreis als Lastwiderstand direkt der Ohrhörer geschaltet wird, ist gleichstrommäßig gegengekoppelt, um einen stabilen Arbeitspunkt zu gewährleisten. Die vorliegende Dimensionierung ist ausgelegt für den Ohrhörer K 062 (VEB Funkwerk Kölleda), dessen Gleichstromwiderstand 100 Ω beträgt. Es können auch zwei Ohrhörer parallel geschaltet werden. Da der Kollektorstrom im wesentlichen durch die Gleichstromgegenkopplung begrenzt wird, erhöht er sich durch die Parallelschaltung zweier Hörer nur unwesentlich.
Um den Verstärker möglichst universell einsetzen zu können, wurde am Eingang eine Schaltbuchse Bu_1 vorgesehen, über die dem Verstärker mit einem Klinkenstecker ein beliebiges NF-Signal zugeführt werden kann, wobei die Fangspule automatisch abgeschaltet wird.
Für Ohrhörer sind in der DDR gegenwärtig zwei Steckerarten gebräuchlich:

a) Klinkenstecker für Schaltbuchsen – Sternchen, T 100
b) zweipoliger Stecker – Schwerhörigengeräte

Um beide Steckerarten verwenden zu können, sind im Ausgang eine Schaltbuchse Bu_2 sowie zwei Buchsen Bu_3 und Bu_4 für normale zweipolige Stecker vorgesehen.

Dimensionierung der Induktionsschleife

Die Induktionsschleife muß an die zur Verfügung stehende Tonspannungsquelle, z. B. den Zweitlautsprecherausgang, angepaßt werden. Für einen 5-Ω-Ausgang sollte der ohmsche Widerstand der Induktionsschleife dann ebenfalls etwa 5 Ω betragen. Das sind etwa 25 m Kupferdraht 0,32 ∅ oder 50 m Kupferdraht 0,5 ∅. Die Fläche innerhalb der Schleife sollte nicht größer als 50 m² sein.
Steht eine entsprechende Drahtlänge zur Verfügung, so können auch mehrere Windungen um die Fläche gelegt werden.

Stromversorgung

Die Stromversorgung erfolgte beim Mustergerät durch einen 2-V-Trockenakku (ETS-Rulag). Bei einer Stromaufnahme von etwa 5 mA gestattet dieser Akku – Kapazität 0,5 Ah – eine Betriebsdauer von etwa 100 Stunden. Mit einem entsprechenden Ladegerät kann der Akku wieder aufgeladen werden.
Wird statt des Akkumulators eine Batterie kleinerer Kapazität verwendet, so soll parallel zur Batterie ein Kondensator möglichst hoher Kapazität von etwa 50 bis 500 µF geschaltet werden, da sich dadurch die Ausnutzungsdauer der Batterie wesentlich erhöht.

Abgleich des Gerätes

Der Abgleich des Gerätes beschränkt sich auf die Kontrolle bzw. die Einstellung der Arbeitspunkte für die Transistoren T_1 bis T_3. Alle drei Stufen arbeiten im A-Betrieb, d. h. $U_{CE} = U_B/2$.
Bei den ersten beiden Stufen wird dieser Arbeitspunkt durch die angegebene Dimensionierung im allgemeinen gewährleistet sein, Abweichungen von ± 20% sind nicht kritisch.
Für die dritte Stufe kann der Wert des den Arbeitspunkt bestimmenden Basiswiderstandes R_6 zwischen 10 und 20 kΩ liegen. Soll ein exakter Abgleich vorgenommen werden, so ist statt des Widerstandes R_6 ein Potentiometer von etwa

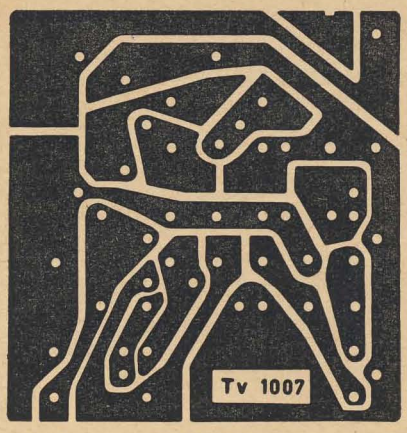


Bild 4: Leitungsführung der Leiterplatte

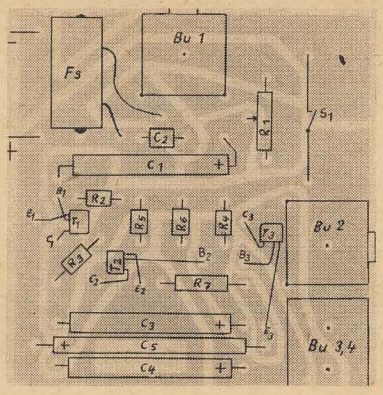


Bild 5: Bestückungsplan der Leiterplatte

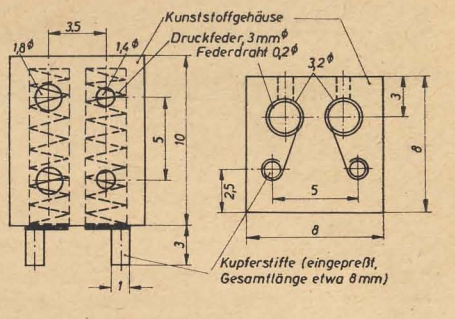


Bild 6: Schematischer Aufbau der Steckerbuchse

25 kΩ einzusetzen. Der Arbeitspunkt ist dann entweder durch Messung der über dem Transistor T_3 liegenden Spannung oder oszillografisch mit einem Sinusgenerator einzustellen.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau erfolgte in gedruckter Verdrahtung. Die Leitungsführung zeigt Bild 4. Die Abmessungen der Leiterplatte betragen 45 × 42,5 mm. Der Verfasser ist gern bereit, Interessenten das Fotonegativ der Leiterplatte sowie auch die Leiterplatte selbst abzugeben (Anschrift: D. Borkmann, VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Str. 13/14).
Der Bestückungsplan der Leiterplatte ist im Bild 5 angegeben. Als Fangspule wurde ein umgebauter K 20-Übertrager verwendet. Die Primär- und Sekundärwicklungen wurden in Reihe geschaltet. Dadurch erhält man für den Übertrager K 20 eine Gesamtwindungszahl von 2500, für den noch besser geeigneten Übertrager K 30 3380 Wdg. Der aus E-Schnitten bestehende Kern wurde „zerlegt" und die Bleche nur einseitig in den Spulenkörper geschichtet. Das Befestigungsblech für den Übertrager wurde durch ein neues Blech aus nichtmagnetischem Material ersetzt. Die Montage der Fangspule hat so zu erfolgen, daß die Spule senkrecht zur Leiterplatte liegt und in Richtung des Potentiometers hin offen ist.
Das verwendete handelsübliche Potentiometer vom Taschenempfänger T 100 ist nur mit einem großen Spezialknopf erhältlich. Es wurde daher ein kleiner Knopf aus Hartgewebe mit den Abmessungen 22 ∅ × 3 angefertigt. Diese Abmessungen entsprechen den genormten Abmessungen für Knopfpotentiometer.
Während die Schaltbuchsen Bu_1 und Bu_2 für Klinkenstecker im Handel erhältlich sind, muß die Buchse für zweipolige Ohrhörerstecker selbst angefertigt werden. Der Aufbau und die Abmessungen der Buchse, die für den parallelen Anschluß von zwei Steckern vorgesehen ist, zeigt Bild 6. Falls erhältlich, sollten 1/20-W-Widerstände eingesetzt werden. Bei Verwendung der leichter erhältlichen 1/8-W-Typen sind die Widerstände R_2, R_4, R_5 und R_6 senkrecht einzulöten.
Für den Kondensator C_1 beträgt die Nennspannung 63 V, bei allen übrigen 6 V. Die NF-Transistoren sollen möglichst rauscharm sein. Es können die Typen OC 811 bis 829 bzw. GC 100–123 verwendet werden. Das komplette Gerät wurde in eine Polystyrolschachtel mit den Abmessungen 80 × 48 × 19 mm eingebaut (Tablettenschachtel). Bild 7 zeigt das fertige Gerät.

Technische Daten

Frequenzbereich des Verstärkers (NF-Signal direkt am Eingang, gemessen an Ersatzwiderstand 100 Ω):	100 Hz bis 20 kHz
Spannungsverstärkung (für Transistoren mit Stromverstärkung 50–80):	1000
Betriebsspannung:	2 V
Stromaufnahme:	5 mA

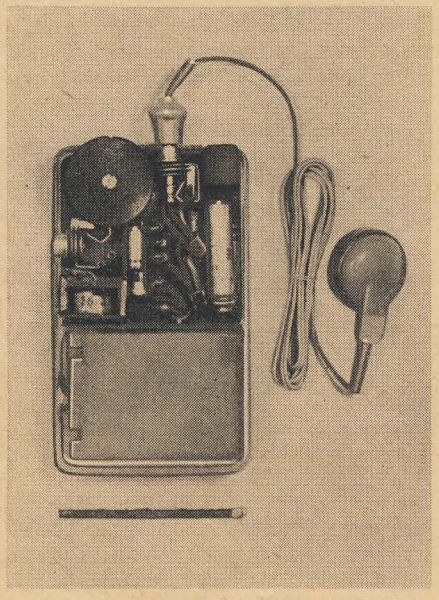
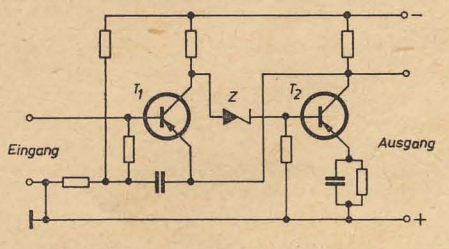


Bild 7: Ansicht des Mustergerätes

„RC-Kopplung" durch Diode

In den USA wurde eine Schaltung (s. Bild) patentiert, die zur Kopplung zweier Transistoren eine Zenerdiode benutzt. In Sperrrichtung betrieben, ist sie auf Grund ihres geringen differentiellen Widerstandes nur für Wechselstrom durchlässig. Dieser Wechselstromwiderstand ist nicht frequenzabhängig, d. h., er hat rein ohmschen Charakter. Die Schaltung besitzt deshalb hinsichtlich des Frequenzbereiches ähnliche Eigenschaften wie die direkt gekoppelten Stufen eines Gleichstromverstärkers. Eine weitere Besonderheit ist am Basisspannungsteiler des Transistors T_1 zu erkennen. Die in Emitterschaltung normalerweise geringe Eingangsimpedanz dieser Stufe wird durch eine sehr wirksame Gegenkopplung vom Ausgang auf den Emitter von T_1 heraufgesetzt. Durch die besondere Schaltung der beiden Transistoren wird der Einfluß der Umgebungstemperatur weitgehend kompensiert, so daß sich die Anordnung selbst bei höheren Temperaturen schon bewährt hat.



Stromlaufplan

-er

Nach Radio-Electronics, Oktober 1963 und USP Nr. 3 080 528

Aus der Reparaturpraxis

Fehlerhafte Koppelkondensatoren

Sowohl in Röhren- als auch in Transistorverstärkern wird gelegentlich der Koppelkondensator schadhaft. Wie stellt man das fest?

Der Servicepraktiker wird sich bei der Fehlersuche stets bemühen, ohne „systematisches Löten" auszukommen. Deshalb wird er bei Röhrenverstärkern wie folgt verfahren:

1. Mit einem hinreichend hochohmigen Voltmeter wird die Spannung zwischen Katode und Masse festgestellt (K und M im Bild 1).
2. Mit Hilfe eines kurzen Drahtstückes, Schraubenziehers o. ä. wird nun die Gitterklemme G mit Masse M verbunden. Dabei darf sich die gemessene Katodenspannung nicht ändern.

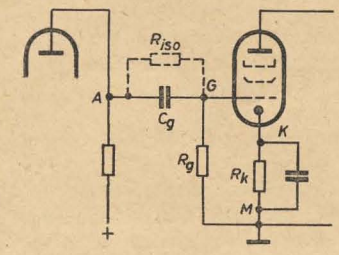


Bild 1

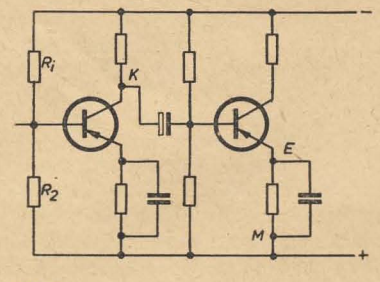


Bild 2

Hat man ein Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter zur Hand, prüft man lediglich, ob zwischen G und M eine positive Spannung auftritt. Dazu ist der 1,5- oder 1-V-Bereich des Röhrenvoltmeters zu benutzen. Falls nicht schon vorhanden, ist in die Prüfleitung, die an G gelegt wird (möglichst nahe bei G), ein 1-MΩ-Widerstand einzufügen, damit Verfälschungen durch Brummspannungen nicht auftreten können. Schließt man nach dem Ergebnis dieser Messungen auf einen schadhaften Koppelkondensator, wird er einpolig bei A oder G abgelötet oder abgekniffen. Ändert sich danach die Katodenspannung oder geht die Spannung zwischen G und M auf Null zurück, ist der Fehler als schlechter Isolationswiderstand des Koppelkondensators gefunden. Falls nicht, hat wahrscheinlich die Röhre thermische Gitteremission oder Kriechstromwege am Sockel oder der Fassung. Wenn eine Prüfröhre zur Verfügung steht, steckt man diese am besten auf, bevor der Koppelkondensator abgelötet wird. Das vorzeitige Ablöten des Koppelkondensators kann man bis zur endgültigen Feststellung des Isolationsfehlers hinausschieben, wenn man die vorhergehende Röhre aus der Fassung zieht. Dabei kommt der Punkt A annähernd auf das Potential des positiven Batteriepols, und bei schlechter Isolation des Gitterkondensators steigt die Katodenspannung weiter über den Sollwert an. Bei Transistorverstärkern ist die Feststellung eines schadhaften Koppelkondensators schwieriger. Hier ist meistens die Technik des „systematischen Lötens" nicht zu vermeiden. Man kann natürlich Emitter- und Basispotential der fragwürdigen Stufe messen (Bild 2) und mit dem im Reparaturschaltplan angegebenen Werten vergleichen. Da jedoch die Transistordaten streuen, wird man nach dieser Methode nur dann Potentialveränderungen mit eindeutiger Aussagekraft feststellen können, wenn der als Koppelelement dienende Elektrolytkondensator stark fehlerhaft ist. Empfehlenswerter ist, das Emitterpotential zu messen und den Koppelelko einpolig abzulöten. Dabei darf sich der Kollektorstrom bzw. das Emitterpotential am Punkt E nicht nennenswert ändern. Ein geringer Reststrom wird jedoch stets durch den Koppelelko fließen, so daß man je nach Meßbereich die Änderung des Emitterpotentials um etwa einen Skalenteil zulassen muß.

Das „systematische Löten" zur Fehlereinkreisung ist schon an sich unschön, und bei gedruckten Schaltungen, mit denen Transistorempfänger fast stets ausgeführt sind, noch weniger empfehlenswert. Deshalb sei zur Feststellung von fehlerhaften Koppelelkos in Transistor-

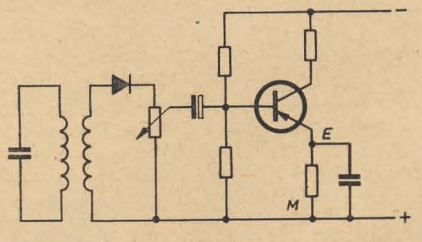


Bild 3

schaltungen folgende Methode empfohlen: Man mißt das Emitterpotential an E und verändert das Kollektorpotential der vorhergehenden Stufe. Das kann in einfachster Weise dadurch geschehen, daß der Widerstand R_2 der Vorstufe kurzzeitig kurzgeschlossen wird. Dadurch geht der Kollektorstrom dieser Stufe nahezu auf Null zurück, und das Kollektorpotential am Punkt K wird etwa gleich der Batteriespannung. Über den zu geringen Leckwiderstand des Koppelkondensators wird dann das Emitterpotential E gleichsinnig mitverändert.

Vor dem Einbau eines neueren Koppelelkos als Ersatz für ein schadhaftes Exemplar sollte man diesen in bekannter Weise mit einem Niederspannungs-Durchgangsprüfer prüfen und einige Zeit formieren. Es ist sonst nicht ausgeschlossen, daß während des Formiervorgangs der nachfolgende Transistor überlastet und sogar beschädigt wird.

Ist der Koppelelko zwischen der Demodulatorstufe und dem Lautstärkeregler (Bild 3) schadhaft, geht der Emitterstrom der ersten NF-Stufe zurück. Das Emitterpotential sinkt also unter den vorgeschriebenen Wert und ist von der Abstimmung des Empfängers abhängig. Bei sehr groben Reststromfehlern setzt häufig auch die automatische Verstärkungsregelung aus. Wir bemerken dann eine stärkere Abhängigkeit der Lautstärke von der Feldstärke des jeweils eingestellten Senders.

Electronus

Ton im Bild beim TV-Empfänger „Start"

Sprache und Musik machten sich als verschieden breite Streifen im Bild bemerkbar. Zur gleichen Zeit trat ein starkes Intercarrierbrummen auf. Wenn der Ton plötzlich aufhörte, waren auch die Streifen verschwunden, und der Brumm ging zurück, um nachher wieder in Erscheinung zu treten.

Zuerst wurde an einen defekten Elko gedacht. Weiterhin kam eine verstimmte Bild-ZF-Stufe in Frage, so daß vielleicht der Bild-Tonabstand nicht mehr stimmte. Ein paar Tage später fiel die Hochspannungsgleichrichterröhre aus. Es machte sich durch das Dunkelwerden der Bildröhre beim Aufdrehen der Helligkeit bemerkbar. Nach dem Wechsel der DY 86 waren die vertikalen Streifen wie auch der Brumm verschwunden. So wirkte die DY 86, trotz der Käfigabschirmung, störstrahlend auf Bild und Ton ein.

Drucktastenausfall

Bei Rundfunkgeräten setzen im Betrieb die Drucktasten öfter aus. Der Knopf bleibt beim Drücken nicht mehr unten, oder, wenn er gedrückt ist, springt er nicht mehr hoch. Die Ursache ist auf Federnbruch zurückzuführen. Der kurze gerade Teil der Feder bricht meistens an der Spirale ab. Bei diesen abgebrochenen Federn kann jedoch ohne Bedenken von den drei Windungen die abgebrochene aufgebogen werden und ein gerader Teil zum Einhaken hergestellt werden. Diese Feder ist nachher wieder gut einsatzbereit.

R. Novak

Keine Vertikalablenkung beim „Patriot" (Rafena)

In unregelmäßiger Folge, oft erst nach Tagen, kam es zum Ausfall der Vertikalablenkung. Während der Fehlersuche durch Antasten der Meßpunkte oder durch Betätigen des Antennensteckers behob sich der Fehler. Schließlich konnte das Fehlen der Spannung an der Anode der Bildsperrschwingerröhre $Rö_{501}$ PC(L) 82 festgestellt werden. An R_{506}/R_{516} war noch Spannung vorhanden. R_{516} war in Ordnung, desgleichen $Rö_{501}$ und der Bildsperrschwingertrafo Tr_{501}. Fehlerhaft war der Kondensator C_{410} (2500 pF), der durch zeitweisen Schluß die Röhre positiv vorspannte. Am Gitter $Rö_{501}$ wurden dann +2,5 V gemessen (Gitteranlaufstrombegrenzung). Die Anodenspannung brach am R_{516} (200 kΩ) zusammen. *-ald*

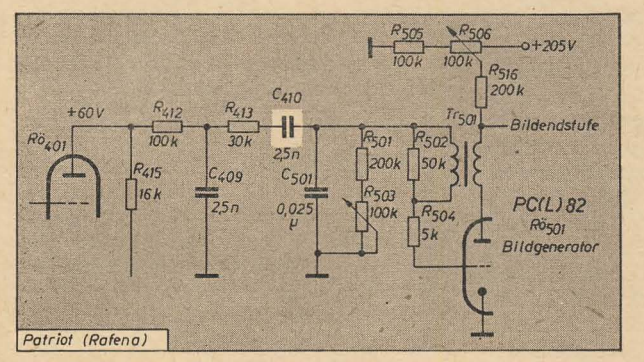


Bild flackert vertikal, Bildhöhe zu gering, untere Bildhälfte zusammengedrückt beim TV-Empfänger „Staßfurt-Patriot"

Das Wechseln der Bildkippendröhre wie auch das versuchsweise Überbrücken des Katodenelektrolytkondensators brachte keinen Erfolg. Der Gegenkopplungszweig vom Bildkipptransformator sowie der Bildgrößenregler und Bildfrequenzgrobregler wurden überprüft. Der gesamte Bildkippteil wurde einer genauen Sichtkontrolle auf eventuelle Schlüsse unterzogen, jedoch ohne daß ein Fehler gefunden wurde. Da nun eigentlich nur noch die Ablenkeinheit als Fehlerquelle in Betracht kommen konnte, wurde diese ausgewechselt. Das Gerät funktionierte wieder einwandfrei.

Dieser Fehler ist selten, da die typische Auswirkung für einen Schluß in der Ablenkeinheit, eine trapezförmige Verzerrung des Bildes, nicht vorlag. Da der Schluß in beiden Bildablenkspulen war, fehlte diese Verzerrung.

R. P. Wegner

Unstabile Zeilensynchronisation beim „Cranach"

In unregelmäßigen Abständen kam es zum horizontalen Ausfransen vertikaler Bildkonturen.

Als Fehlerquelle ergab sich der Zeilenfrequenz-Grobregler R_{133}, dessen Schleifer unsicheren Kontakt gab.

Eine ähnliche Fehlererscheinung tritt bei Durchschlägen des Kondensators C_{104} (0,05 µF) auf. *-ald*

Seltsame Erscheinung durch defekte Videodiode

Bei einem Orion AT 403 ging beim Einschalten eines in der Nähe befindlichen Beleuchtungskörpers oder des Rundfunkgerätes das Bild weg (Helligkeit vorhanden), und der Ton war leicht verrauscht und verbrummt. Mit der gleichen Methode konnte das Bild wieder erzeugt werden, jedoch nicht immer. Nach Abschalten und erneutem Anschalten des Gerätes war Bild und Ton einwandfrei.

Es wurde zuerst auf mechanische Aussetzfehler getippt. Dies erwies sich als falsch.

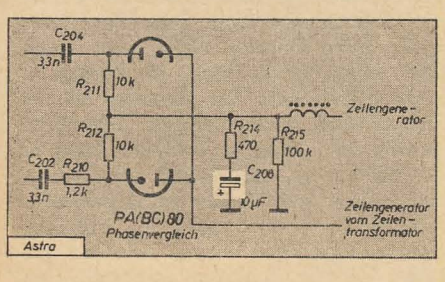
Da ein Oszilloskop nicht zur Verfügung stand, wurde das Gerät in zehnstündigem Dauerbetrieb eingeschaltet, mit dem Erfolg, daß der Empfänger jetzt weder Bild noch Ton brachte (Helligkeit wieder vorhanden).

Bei der sich anschließenden Fehlersuche wurde als Fehlerquelle die Videodiode festgestellt, deren Sperrwiderstand sich auf etwa 10 kΩ verkleinert hatte. Sie wurde gegen eine gerade vorhandene OA 81 ausgewechselt. Dieser Fehler trat bei dem Gerät nicht wieder auf.

Dieter Heise

Labile Zeilensynchronisation beim „Astra"

Der Haltebereich für die Horizontalfrequenz war sehr schmal, der Bildstand sehr unruhig. Die Vertikalsynchronisation arbeitete einwandfrei; der Fehler wurde daher im Phasenvergleich vermutet. Die Impulsspannungen an R_{211}/C_{204} und R_{212}/R_{210} hatten die angegebenen Werte; die Richtspannungen verschoben sich entsprechend der Änderung der Zeilenfrequenz. Die Differenzspannung an R_{211}/R_{212} dagegen änderte sich nur unwesentlich.



Als Fehlerquelle wurde der Siebkondensator C_{208} (10 µF) ermittelt, der einen Schluß aufwies. *-ald*

Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" Teltow

Bestellung von Widerständen

Wir weisen darauf hin, daß Bestellungen, die unter der Mindestmenge (4500 Stück) liegen, nur zu richten sind an:

Versorgungskontor
für Maschinenbau-Erzeugnisse
15 Potsdam
Auslieferungslager
Leipziger Straße 60

Einstellung der Boosterspannung

Während eines Fernsehtestes trat bei einigen Geräten des Typs „Stadion 2 Z" ein erhöhter Ausfall der Röhren DY 86 auf. Bei einer Nachprüfung durch den VEB Röhrenwerk Mühlhausen ergab sich, daß die Röhren unterheizt wurden. Dies war offenbar auf die zu niedrig eingestellte Boosterspannung zurückzuführen. Durch die Unterheizung der Röhren wird die Lebensdauer wesentlich eingeschränkt.

Vom VEB Röhrenwerk Mühlhausen wird daher bekanntgegeben:

Bei Ausfall der Röhre DY 86 ist die Reparatur nicht allein auf den Austausch der Röhre zu beschränken. Die Boosterspannung muß in jedem Fall neu eingestellt werden, um weitere Ausfälle zu vermeiden.

Ein Altern der PL 36 kann ebenfalls eine zu geringe Boosterspannung zur Folge haben.

R_{320} 27 kΩ 0,125 W im Kanalwähler

Bei Ausfall des R_{320} 27 kΩ 0,125 W (Kanalwähler des „Stadion") ist von den Reparaturwerkstätten der Ersatzwiderstand höher zu dimensionieren. Der Widerstand R_{320} ist nach Angaben des Schaltbildes überlastet. In der Praxis ist die Belastung etwas kleiner und entspricht nahezu der Nennverlustleistung.

Es kann verwendet werden:

Schichtwiderstand 27 kΩ 10% 25.412 TGL 8728

WBN Teltow übernimmt bei Weiterverwendung des ursprünglichen Widerstandes nicht die Garantiekosten.

Eloxierte Isolierzwischenlagen für Leistungstransistoren

Ing. KLAUS LIEBMANN

Ausgehend von einer Nachricht in radio und fernsehen 13 (1964), H. 18, S. 546 untersuchte der Verfasser eloxierte Aluminiumplättchen auf ihre Eignung als Isolierschicht zwischen einem Leistungstransistor und der notwendigen Kühlfläche. Bei dieser Gelegenheit wurden gleichzeitig verschiedene übliche Isoliermittel untersucht. Da der Messung der Spannungsfestigkeit nur bei den Elox-Alu-Proben Aufmerksamkeit gewidmet werden mußte, stellte der Vergleich der Wärmeleitfähigkeit der Untersuchungsobjekte das Hauptproblem dar.

Das Eloxieren

Die zur Verfügung stehenden Plättchen waren kreisrund zugeschnitten und mit den für den Transistor benötigten Löchern versehen. Bei diesem Verfahren gelang es ohne spezielle Vorbereitungen nur Bleche mit mehr als 0,2 mm Dicke zu eloxieren; dünnere Proben wurden durch das Beizbad zerstört. Ein Teil der Proben wurde doppelt eloxiert.

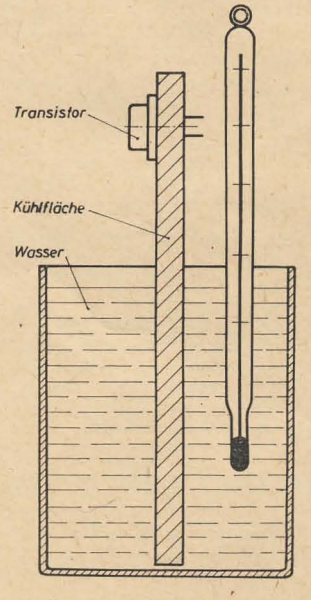
Das Eloxieren ist auch in kleinem Maßstab möglich. Man benötigt dazu 25%ige Natronlauge mit 60 °C zum Beizen, dann folgt ein Zwischenwässern und schließlich muß in 25%iger Schwefelsäure bei etwa 0,2 A/cm² und 20 °C mit dem Werkstück als Katode und einem Reinaluminiumblech als Anode eloxiert werden.

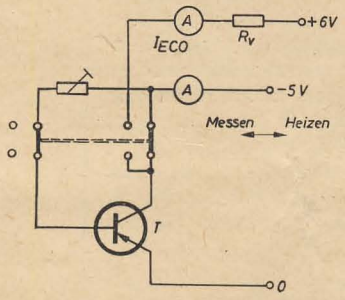
Spannungsfestigkeit

Die Spannungsfestigkeit wurde im normalen Anwendungsfall, d. h. mit einem auf ein Kühlblech montierten Transistor zwischen dessen Kollektor (Gehäuse) und dem Kühlblech geprüft. Die im üblichen Verfahren einmal eloxierten Proben befriedigten hier nicht, erst die zweimal behandelten Plättchen konnten mit 60 V bis 110 V= belastet werden.

Wärmeleitvermögen

Zur Feststellung des Wärmeleitvermögens wurde die im Bild 1 skizzierte Versuchsanordnung benutzt. Eine starke Alu-Platte befindet sich zum größten Teil in einem Wassergefäß, das genau auf 17 °C gehalten werden mußte. Zur Kontrolle dient ein Zehntelgrad-Thermometer. Am oberen Ende wurde ein Leistungstransistor





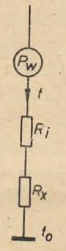


Bild 2: Stromlaufplan der Meßanordnung

Bild 3 (rechts): Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild

Bild 1: Aufbau der Meßanordnung zur Messung der Wärmeleitfähigkeit

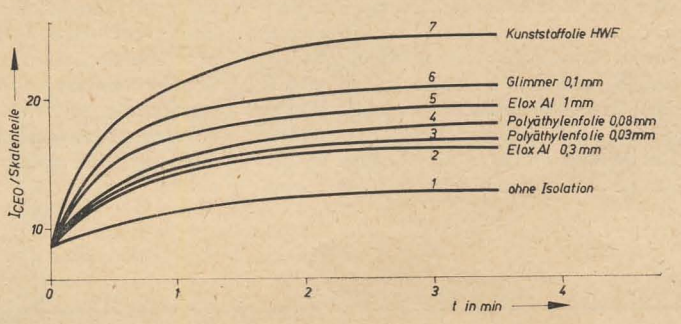


Bild 4: Meßkurven der ausgemessenen Isoliermittel

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Wir freuen uns, Sie heute mit einigen aktuellen Titeln bekanntmachen zu können, die wir über den Ihnen übersandten Plan unserer Neuerscheinungen 1965 bzw. unseren Ankündigungen in dieser Rubrik hinaus, kurzfristig in unser Produktionsprogramm aufnehmen konnten.

Viele Interessenten wird der Titel

Finke

Praktische Fernsehreparatur

finden. Dieses Buch wendet sich an Mitarbeiter des Fernsehservice, Berufsschüler, Angestellte des Fachhandels und Amateure und enthält neben den Reparaturanleitungen Hinweise auf Arbeitsunterlagen und Hilfsmittel zur Organisation des Werkstattbetriebes und auf spezielle Prüfmethoden. Im hauptsächlichen Teil des Buches werden Anleitungen zur planmäßigen Fehlersuche nach dem Schirmbild und Hinweise auf typgebundene Fehlererscheinungen gegeben.

Voraussichtlicher Erscheinungstermin:
Oktober 1965

Erstmalig wird ab September die

Programmieranweisung für den ZRA 1

über den Buchhandel vertrieben werden. Sie stellt eine Anleitung zum Programmieren dar, wobei anhand von praktischen Beispielen das Programmieren für den ZRA 1 gelehrt und weniger auf theoretische Erläuterungen eingegangen wird.

Sehr aktuelle Themen werden allgemeinverständlich in den beiden folgenden Büchern behandelt.

Schestakow

Programmiertes Lernen und kybernetische Maschinen für Lehrzwecke

Das Buch, eine Übersetzung aus dem Russischen, vermittelt einen Überblick über die Erfahrungen in der Sowjetunion auf diesem Gebiet. Es werden technische Einzelheiten der Konstruktion und Arbeitsweise von Lehrmaschinen dargelegt, so daß es als Anleitung zum Selbstbau und damit zur Erprobung dieser neuen Lehrmittel geeignet ist.

Voraussichtlicher Erscheinungstermin:
Juli 1965

Murphy

Elektronische Ziffernrechner

Einführung in Aufbau, Arbeitsweise und Verwendung

Allgemeinverständlich und sehr anschaulich werden die Möglichkeiten der Daten- und Befehlsspeicherung sowie die Steuer- und Recheneinrichtungen in dieser Übersetzung aus dem Amerikanischen dargelegt.

Voraussichtlicher Erscheinungstermin:
Oktober 1965

Als unveränderter Nachdruck der ersten Auflage wird ab September das Hochschullehrbuch

Hildebrand/Markert

Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik

wieder zu haben sein. Es ist eine Einführung in das technische Zeichnen, allgemein und speziell für Elektrotechniker. Schaltzeichen und Symbole, Stromlaufpläne, Schaltpläne, Wirkschaltpläne – getrennt nach Starkstrom- und Schwachstromtechnik –, Zeichnungsregeln, Standards für Schaltzeichen und Schaltungszeichen.

Ihre Redaktion

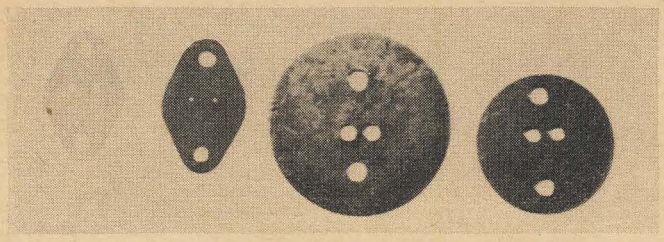


Bild 5: Einige Meßproben, von links nach rechts, Glimmer 0,1 mm, Kunststoffolie (HWF), elox. Alu 0,3 mm, elox. Alu 1 mm

Kurve	Zwischenlage	rel. Wärmeleitfähigkeit
2	elox. Alu 0,3 mm	2,1
3	PE-Folie 0,03 mm	1,9
4	PE-Folie 0,08 mm	1,4
5	elox. Alu 1 mm	1,2
6	Glimmer 0,1 mm	1,0
7	Kunststoffolie (HWF)	0,7

GD 130 mit der jeweiligen Probe als Isolierzwischenlage fest mit der Platte verschraubt und mit Steckverbindungen in die Versuchsschaltung nach Bild 2 eingebaut. Die Verhältnisse lagen damit wärmemäßig so, daß statt des vollständigen thermischen Ersatzbildes mit guter Näherung das Ersatzschaltbild Bild 3 benutzt werden konnte. Durch Belastung des Transistors mit einer konstanten Leistung von 1,5 W und Messung des Kollektor-Emitter-Sperrstromes in Abständen von 30 s ergaben sich die Kurven nach Bild 4. Es sind die mittleren Kurven aller gemessenen Proben. Sie zeigen die typische Anstiegskurve eines thermischen RC-Gliedes mit nachfolgendem Übergang in ein stabiles Temperaturgefälle in der Meßanordnung.

Auswertung

Nach drei Minuten haben sich die Verhältnisse offensichtlich bei allen Proben genügend stabilisiert. Die Höhe der Sperrströme kann über das Wärmeleitvermögen der einzelnen Stoffe Auskunft geben. Es sollte nur eine relative Beziehung zwischen den Proben mit den handelsüblichen Glimmerplättchen als Ausgangswert gefunden werden.
In der obenstehenden Tabelle sind die ermittelten Relativwerte zusammengefaßt. Es zeigt sich also, daß die dünnen eloxierten Alu-Plättchen eine wesentlich bessere Wärmeabführung gestatten als die zum Transistor mitgelieferten Glimmerplättchen. Daß die stärkeren eloxierten Proben wesentlich schlechter leiteten, kann aus der größeren Steifigkeit und den damit stärker vorhandenen Luftpolstern zwischen Gehäuse und Kühlfläche erklärt werden. Erstaunlich war die gute Eignung der dünnen Polyäthylenfolien. Anscheinend verhalten sie sich wegen der großen Plastizität wie eine Flüssigkeit unter dem Preßdruck, füllen alle Unebenheiten aus und ermöglichen einen so guten Wärmeübergang.

Mit dünnen eloxierten Alu-Folien kann demnach eine gute Kühlung der Transistoren erreicht werden und ihnen eine 10 bis 15% höhere Verlustleistung zugemutet werden.

Literatur

[1] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. VI. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Referate

M. J. Wright

Ein elektronischer Umschalter für Oszillografen

Electronic Engineering, Dezember 1962, S. 828–830

Zur gleichzeitigen Darstellung von zwei verschiedenen Vorgängen auf dem Bildschirm kann man einen elektronischen Umschalter verwenden. Schalttransistoren mit kleiner Speicherzeit ergeben dabei sehr einfache Ausführungen. Aus der im Bild 1 gezeigten Prinzipschaltung geht die Wirkungsweise hevor: Als Schalter S_1 und S_2 wirken die Transistoren T_3 und

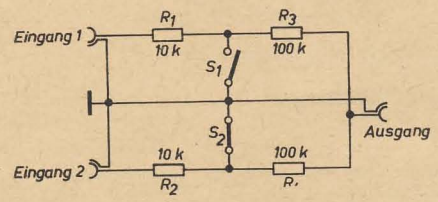


Bild 1: Prinzipschaltung

T_4. Ihr Sättigungswiderstand beträgt in der Ausführung nach Bild 2 etwa 10 Ω. Die Vorwiderstände R_1 und R_2 sind demnach viel größer als die Ersatzwiderstände von S_1 und S_2. Unter der Voraussetzung, daß R_1 und R_2 viel kleiner als R_3 und R_4 sind, bleibt die Ausgangsamplitude etwa gleich der halben Eingangsamplitude. Der Widerstandswert für R_1 bzw. R_2 darf jedoch nur so klein sein, daß die Signalquellen an den Eingängen nicht unzulässig belastet werden. Das periodische Öffnen und Schließen der Schalttransistoren T_3 und T_4 bewirkt ein astabiler Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2. Die Schaltfrequenz bestimmen die mit C im Bild 2 bezeichneten Kondensatoren. Mit den im Musteraufbau verwendeten

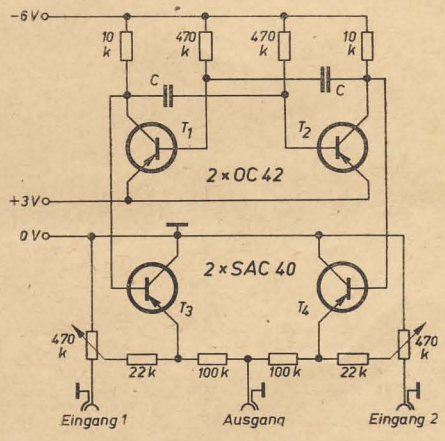


Bild 2: Stromlaufplan des Musteraufbaus

Transistoren lag diese Frequenz bei etwa 100 kHz.
Um einen Gleichlauf zwischen der Schaltfrequenz und der Zeitbasis zu vermeiden, ist es zweckmäßig, in das Zusatzgerät eine Kollektorbasisstufe einzubauen und den Oszillografen davon zu synchronisieren.
Zur Vermeidung von Brummeinstreuungen werden die Batterien mit in das Gehäuse eingesetzt, so daß nur zwei Eingangs- und eine Ausgangsbuchse vorhanden sind. -er

Unterrichten Sie sich bitte laufend über
Neuerscheinungen
von Fachbüchern Ihres Fachgebietes.
Wir senden Ihnen unverbindlich und kostenlos unsere Informationen.
VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Unzugängige Kontaktstellen erreicht mit einer Injektionsspritze
Spezial-Wellenschalteröl
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Neuerscheinung:

JAGLOM, A. M. — I. M. JAGLOM

Wahrscheinlichkeit und Information

Übersetzung aus dem Russischen
2., erweiterte Auflage
1965, 356 Seiten, 26 Abbildungen, L 7 N, Halbleinen
16,20 MDN

VEB DEUTSCHER VERLAG
DER WISSENSCHAFTEN
108 BERLIN

Diese zweite Auflage unterscheidet sich zwar im Aufbau wenig von der ersten, jedoch haben die Autoren der raschen Entwicklung der Informationstheorie Rechnung getragen und zahlreiche weitere praktische Anwendungen aufgenommen. Dadurch wurde besonders das vierte Kapitel über die Anwendung der Informationstheorie auf Fragen der Nachrichtenübertragung erweitert.
Für Mathematiker unter den Lesern wird interessant sein, daß jetzt auch Beweise von einigen in der ersten Auflage nur formulierten Sätzen angegeben werden.
Trotz einiger Änderungen wurde der Grundzug des Buches, beim Leser nur geringe mathematische Kenntnisse vorauszusetzen, beibehalten, und die Autoren waren stets bemüht, den elementaren Charakter des Buches nicht zu beeinträchtigen.

PGH
„FUNKTECHNIK"
806 DRESDEN
jetzt:
Friedrich-Engels-Straße 20
Telefon 5 52 87

Lautsprecher-Spezialwerkstatt

Reparaturen
aller Fabrikate und Typen
bis 40 W

Suche kommerz. AWE, mögl. mit Quarzfilter und Quarzstab. 2. Oszillator
Hans Macha, 4601 Straach ü. Lu-Wittenberg Berkauer Str. 6

Auch Kleinanzeigen haben große Wirkung!

VERKAUFE
Selektograf SO 81
neuwertig
1200,— MDN
RADIOBECKER
48 Naumburg/Saale

Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V

mit eingebautem Transistor-Vorverstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Vorverstärker kurzfristig eingebaut werden.

GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

HENZE

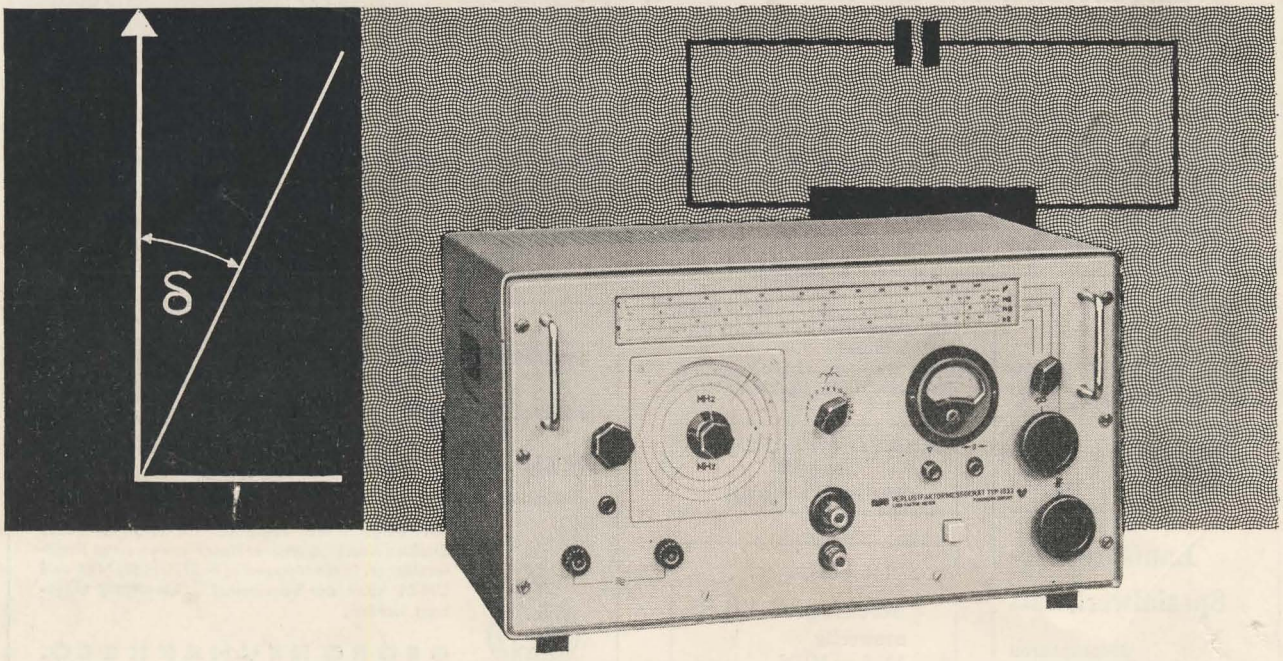
Atlas der Meßgeräte

114 Seiten mit zahlreichen
z. T. mehrfarbigen Abbildungen
Halbleinen 15,– MDN

In diesem Atlas werden 60 der gebräuchlichsten elektrischen Meßinstrumente und -geräte behandelt. Der Leser wird mit den Besonderheiten der Geräte und ihren Einsatzmöglichkeiten vertraut gemacht. Zu jedem Meßgerät sind die erforderlichen Daten angegeben. Der Einsatz der Geräte und ihre richtige Wahl werden erläutert und anhand von Schaltbildern wird gezeigt, wie die Instrumente richtig anzuschließen sind.
Außen- und Innenansichten der Geräte, schematische Darstellung und mehrfarbige Schaltpläne machen die Meßgeräte und ihre Anwendung anschaulich und leichtverständlich.
Die einfache Darstellungsweise macht das Werk nicht nur für den Fachmann, sondern auch für die Berufsausbildung und für die Erwachsenenqualifizierung zu einem wertvollen Hilfsmittel.

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

RFT industrie-electronic



Kennen Sie die Qualität Ihrer Bauelemente?

Das Verlustfaktormeßgerät Typ 1033 ermöglicht die Bestimmung der Wirk- und Blindkomponente von Bauelementen und Netzwerken im Frequenzbereich 0,1 ... 10 MHz.

Bereich der Wirkkomponente: 1 KOhm ... 200 MOhm

Bereich der Blindkomponente: 1 ... 1000 pF bzw. entsprechende Induktivitäten.

Technische Informationen sowie Prospekte über Meßgeräte, Empfänger-Oszillografenröhren und Musikboxen durch unsere Werbeabteilung

1165 1965

VEB FUNKWERK ERFURT

Rudolfstraße 47/7

Telefon: 5 82 80, Telegramme: Funkwerk Erfurt, Telex: 05 53 06